N° d'ordre : 106

THÈSES

PRÉSENTÉES A LA

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

POUR OBTENIR

LE GRADE D'INGÉNIEUR - DOCTEUR

PAR

BERNARD LINARES

INGÉNIEUR E.R.B.

LICENCIÉ ÈS SCIENCES

1re THÈSE - **Etude et réalisation d'un convertisseur temps - amplitude utilisant des transistors en régime d'avalanche**

2e THÈSE - **Propositions données par la Faculté : Etude du bruit de fond dans les transistors jonctions**

Soutenues le 25 Juin 1963, devant la Commission d'Examen

MM. M. CAU, Professeur ..... Président

H. GUIZONNIER, Professeur ..... } Examinateurs

F. VALENTIN, Professeur ..... }

1963

UNIVERSITE
DE
BORDEAUX

FACULTE DES SCIENCES

MM.

Doyen BRUS

Doyen Honoraire CHAINE

Professeurs Honoraires :

DAURE, *Recteur de l'Académie de Caen.*
CHAINE,
KASTLER, *Professeur à la Sorbonne.*
QUELET, *Professeur à la Sorbonne.*
PISOT, *Professeur à la Sorbonne.*
Mlle JOSIEN, *Professeur à la Sorbonne.*

Professeurs :

DANGEARD. . . . . *Botanique.*
GENEVOIS . . . . . *Chimie biologique et Physiol. vég.*
MILLOUX . . . . . *Calcul infinitésimal.*
CAU . . . . . *Physique expérimentale.*
BRUS. . . . . *Chimie.*
AVEL. . . . . *Zoologie et Physiologie animale.*
ROUSSET . . . . . *Physique générale.*
ROGER. . . . . *Mécanique rationnelle.*
WEILL . . . . . *Anatomie comparée et embryogénie.*
DUFRESNOY . . . . . *Mathématiques générales.*
LAFON. . . . . *Physiologie générale.*
BOUNHIOL. . . . . *Biologie animale.*
SERVANT . . . . . *Physique.*
CALAS . . . . . *Chimie organique.*
GAY. . . . . *Minéralogie.*
EMBERGER . . . . . *Géologie.*
PACAULT . . . . . *Chimie physique.*
SCHOELLER . . . . . *Géologie.*
DAVID . . . . . *Biologie végétale.*
COLMEZ. . . . . *Méthodes mathématiques de la Phys.*
CAMBAR. . . . . *Biologie animale.*
VIGNEAUX . . . . . *Géologie.*
PANOUSE . . . . . *Zoologie* (détaché à la Faculté des Sciences du Maroc).
ARZELIES. . . . . *Physique* (détaché à la Faculté des Sciences du Maroc).
RIBEREAU-GAYON. . . . . *Oenologie et chimie agricole.*
RISS . . . . . *Mathématiques* (détaché à l'Institut Français au Maroc).
GUIZONNIER . . . . . *Physique.*
HAGET . . . . . *Zoologie expérimentale.*
DIEUZEIDE.
SEMIROT. . . . . *Astronomie.*

R. UNIV. BIBLIOTHEEK LEIDEN

CHASTEL . . . . . *Physique nucléaire.*
HAGENMULLER . . . . . *Chimie minérale.*
ALLARD. . . . . *Chimie.*
CREAC'H . . . . . *Biologie animale SPCN.*
LOUDETTE . . . . . *Mécanique physique.*
PATY . . . . . *Chimie.*
BORDES . . . . . *Préhistoire.*
SECHET . . . . . *Botanique.*
LAFARGUE . . . . . *Physique* (C.S.U. de Pau).
BAGANAS . . . . . *Mathématiques.*
VALENTIN . . . . . *Radioélectricité.*
HOARAU. . . . . *Chimie physique.*
LALANDE . . . . . *Chimie appliquée.*
ENNOUCHI . . . . . *Géologie* (détaché à la Faculté des Sciences du Maroc).
MAURET . . . . . *Chimie organique* (C.S.U. de Pau)
EYME. . . . . *Botanique.*
FRAINNET . . . . . *Chimie organique.*
RUAMPS . . . . . *Physique électronique.*
DESCHAMPS. . . . . *Chimie* (détaché à la Faculté des Sciences du Maroc).
MARCHAND . . . . . *Chimie.*
Mme TISON . . . . . *Calcul des probabilités.*
GOTTIS . . . . . *Géologie approfondie*
LEMANCEAU . . . . . *Chimie.*
CLASTRE . . . . . *Cristallographie physique.*
BLONDEL . . . . . *Mathématiques.*

Maître de Conférences Honoraire :

DE PUYMALY.

Maîtres de Conférences :

SOURISSEAU . . . . . *Chimie MPC-SPCN.*
PEREZ Y JORBA . . . . . *Physique théorique.*
JOUSSOT-DUBIEN . . . . . *Chimie MPC-SPCN.*
Mlle FAURE-MURET . . . . . *Géologie* (détaché à la Faculté des Sciences de Rabat).
Mlle LAFFITTE. . . . . *Physique MGP.*
LOCHET. . . . . *Physique.*
ROCH . . . . . *Physique.*
VALADE . . . . . *Chimie organique.*
VINDT. . . . . *Biologie végétale.*
REGNIER . . . . . *Mathématiques.*
PETIT . . . . . *Physique corpusculaire.*
DESTRIAU.
BARAUD. . . . . *Chimie biologique.*
BOTHOREL. . . . . *Chimie.*
CARDO . . . . . *Psychophysiologie.*
BERTHE . . . . . *Mathématiques* (C.S.U. de Pau).
CLIN . . . . . *Géologie.*
BONNEVAY . . . . . *Physique théorique.*

SIMONOFF	*Chimie physique.*
CHARRU	*Physique MPC.*
DUBOIS	*Physique* (C.S.U. de Pau).
BONASTRE	*Chimie* (C.S.U. de Pau).
LASCOMBE	*Chimie.*
RIMPAULT	*Mathématiques.*
N	*Mathématiques.*
MAYER	*Physique* (C.S.U. de Pau).

Secrétaire Principal :

ARTIGUELONG.

□□□

N° d'ordre : 106

THÈSES

PRÉSENTÉES A LA

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

POUR OBTENIR

LE GRADE D'INGÉNIEUR - DOCTEUR

PAR

ERNARD LINARES

INGÉNIEUR E.R.B.

LICENCIÉ ÈS SCIENCES

1re THÈSE - **Etude et réalisation d'un convertisseur temps - amplitude utilisant des transistors en régime d'avalanche**

2e THÈSE - **Propositions données par la Faculté : Etude du bruit de fond dans les transistors jonctions**

Soutenues le 25 Juin 1963, devant la Commission d'Examen

MM. M. CAU, Professeur ..... Président

H. GUIZONNIER, Professeur ..... } Examinateurs

F. VALENTIN, Professeur ..... }

1963

A MA MERE

A Monsieur le Professeur CAU

Directeur de l'Ecole de Radioélectricité
de la Faculté des Sciences
Directeur du Centre de 3° Cycle d'Electronique

A Monsieur le Professeur VALENTIN

Directeur du Laboratoire d'Electronique
Appliquée

Hommage respectueux et reconnaissant

Ce travail a été réalisé dans le cadre de l'étude générale des impulsions rapides, entreprise dans le Laboratoire d'Electronique Appliquée de la Faculté des Sciences de l'Université de Bordeaux, sous la direction de Monsieur le Professeur VALENTIN.

Nous lui devons d'avoir entrepris ces recherches et nous lui exprimons ici notre reconnaissance pour l'enseignement qu'il nous a dispensé et pour les conseils dont il nous a fait bénéficier.

Monsieur le Professeur CAU, Directeur de l'Ecole de Radio-Electricité, a bien voulu accepter de présider le jury de cette thèse.

Nous lui sommes redevable de notre formation d'ingénieur. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de notre profonde gratitude et de notre respectueux attachement.

Nous remercions Monsieur le Professeur GUIZONNIER d'avoir bien voulu accepter de juger ce travail.

Nous remercions Monsieur BOUSSEAU des conseils judicieux qu'il nous a prodigués avec une amabilité toujours souriante.

Nous n'oublions pas l'aide sympathique de nos camarades du Laboratoire et nous leur adressons nos remerciements très amicaux.

Monsieur SAINZ s'est chargé, avec une compétence remarquable, des circuits imprimés ; nous l'en remercions bien vivement.

SOMMAIRE

- RAPPEL SUR LES TRANSISTORS 1
- LEURS LIMITES D'UTILISATION 3

CHAPITRE I

1 - GENERALITES 4
2 - REPRESENTATION 5
3 - CARACTERISTIQUES STATIQUES 7
4 - CALCUL DE LA TENSION D'AVALANCHE 10
5 - COEFFICIENT DE MULTIPLICATION M 14

CHAPITRE II

1 - UTILISATION DE LA RESISTANCE NEGATIVE 17
2 - MESURES 21
3 - VARIANTES DU SCHEMA. SORTIE PAR L'EMETTEUR 25

CHAPITRE III

1 - GENERATEUR D'IMPULSIONS BREVES 31

a) décharge d'un câble coaxial 31
b) transistor avalanche comme interrupteur 34
c) générateur d'impulsion 36
d) le circuit avalanche 38

2 - CIRCUIT CONVERTISSEUR TEMPS-AMPLITUDE 39

a) principe 39
b) étage de mise en forme des impulsions 40
c) circuit de coïncidence 43
d) seuil, intégrateur, amplificateur 46

3 - POSSIBILITES OFFERTES PAR L'APPAREIL 52

a) résultats obtenus
b) essai de fidélité dans une ambiance chaude

CONCLUSION 55

ERRATA

Page 35	*10è ligne*	*lire :*	impédance et non indépendance.
Page 41			l'émetteur T_2 est à la masse par une résistance de 56 ohms.
Page 42	*12è ligne*	*lire :*	**sur** un tore et non **par** un tore.
Page 43	*2è figure (IV, 2, 1)*		La vitesse de balayage de l'oscilloscope est de 5ns par cm et l'amplitude verticale est de 1 volt par cm.
Page 54		*lire :*	dimension 90 × 75mm.

DEUXIEME THESE

PROPOSITION DONNEE PAR LA FACULTE

Vu et approuvé :
Bordeaux, le 1er Juin 1963

Le Doyen de la Faculté des Sciences

G. BRUS

Vu et Permis d'imprimer :
Bordeaux, le 7 Juin 1963

Le Recteur de l'Académie de Bordeaux

J. BABIN

INTRODUCTION

I - RAPPELS SUR LE TRANSISTOR

1° - Représentation en montage normal :

Nous prendrons pour l'étude un transistor P.N.P

On sait que le transistor est constitué de trois zones de semi-conducteurs séparés par deux jonctions :

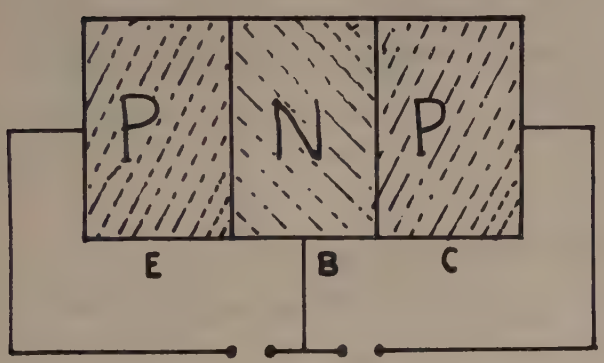


Fig.(I,1,1)

- une zone P c'est-à-dire une région dans laquelle les porteurs majoritaires dont des trous,
- une zone N, c'est-à-dire dont les porteurs majoritaires sont des électrons,
- une zone P.

A ces trois zones on a donné les noms de :

Emetteur
Base
Collecteur.

La jonction Emetteur-Base est polarisée dans le sens passant : par conséquent, des trous (Majoritaires dans l'émetteur) vont dans la base et des électrons viennent de la base dans l'émetteur.

La jonction Base-Collecteur est polarisée dans le sens bloqué, donc, seuls les minoritaires de ces deux zones circulent ce qui donne un courant très faible de trous qui vont vers le collecteur et d'électrons qui vont vers la base.

Par construction, la Base a une épaisseur faible pour que la plupart des trous injectés dans la base se retrouvent à la jonction Base-Collecteur.

On est amené à chercher les courants de base et de collecteur I_B et I_C en fonction du courant Emetteur I_e.

On oriente conventionnellement les courants vers le transistor.

On a alors :

$$I_e > 0$$
$$I_b < 0$$
$$I_c < 0$$

Seuls les trous injectés dans la Base et parvenant jusqu'au Collecteur nous intéressent. On peut donc appeler δ ou taux d'injection de l'émetteur le rapport :

$$\delta = \frac{\text{courant de trous}}{\text{courant d'électrons}}$$

Donc, il y a seulement une partie δI_e du courant Emetteur qui traverse la Base, le reste étant neutralisé par des électrons dans la Base.

Comme la base n'a pas une épaisseur nulle, on ne peut pas négliger la durée de vie dans la Base et sur la partie δI_e du courant-émetteur qui entre dans la Base, il n'arrive effectivement sur le collecteur que $\delta \delta' I_e$ où δ' est l'efficacité du collecteur.

On a alors : $I_c = - \delta \delta' I_e = - \alpha I_e$

$\alpha = \delta \delta'$ s'appelle le gain en courant en montage base commune (ou coefficient de transfert).

Le courant base est dû à deux composants : le courant d'électrons de la jonction Emetteur-Base et le courant des trous recombinés dans la Base ou :

$$I_B = - (1 - \delta) I_e + (1 - \delta') \delta I_e$$
$$I_B = - (1 - \alpha) I_e$$

ce qui est logique puisque le transistor a trois sorties et que $I_e + I_b + I_c = 0$.

En toute rigueur, on doit tenir compte du courant I_{co} de la jonction bloquée Base-Collecteur. Comme c'est un courant d'électrons allant vers la base, on a alors :

$$I_c = - \alpha I_e - I_{co}$$
$$I_B = - (1 - \alpha) I_e + I_{co}$$

2° - Paramètres :

Nous venons de voir que le rapport $\frac{I_c}{I_e} = \alpha$ caractérise le transistor. On l'appelle le gain en courant pour le montage en base commune.

On peut calculer le rapport : $\beta = \frac{I_c}{I_b}$

$$\beta = \frac{\delta - \delta'}{1 - \delta + (1 - \delta')\delta} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

β est appelé gain en courant pour le montage émetteur commun.

Les deux quantités α et surtout β étant les plus usuelles, on ne parlera pas des autres paramètres du transistor.

II - LIMITES D'UTILISATION

- temps de transit dans la Base. C'est ce qui a limité l'utilisation des transistors en Haute Fréquence.

- capacités internes : il y a trois sorties et par conséquent, toutes les capacités possibles. La plus gênante est la capacité C_{BE}.

- perçage de la Base ; on sait que dans la jonction bloquée Collecteur-Base, la zone vide de porteurs est d'autant plus épaisse que la tension de polarisation est plus forte. Si la tension V_{CB} est suffisamment grande et la base suffisamment mince, la zone vide de porteurs peut s'étendre sur toute la base qui n'a plus d'effet, alors le transistor se présente comme un court-circuit : c'est le perçage de la Base.

CHAPITRE I

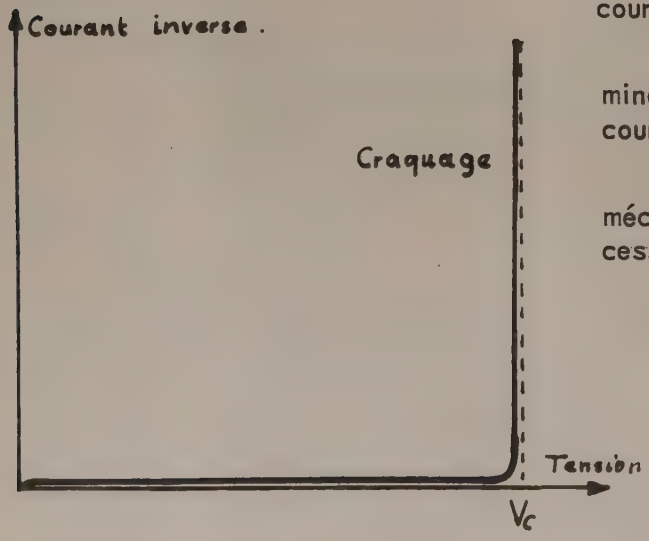
ETUDE THEORIQUE DE L'AVALANCHE

I- GENERALITES

Connaissant les défauts des transistors dans des utilisations en haute fréquence, on a essayé de les minimiser. Pour cela, on a diminué l'épaisseur de la base d'une part technologiquement, puis par une augmentation de la tension collecteur.

Cette augmentation de la tension aux bornes de la jonction bloquée Collecteur-Base a conduit dans certains transistors, à un phénomène nouveau qui est le phénomène d'avalanche.

Pour comprendre plus rapidement ce qu'est le phénomène d'avalanche dans le transistor, nous allons examiner ce qui se passe lorsqu'on augmente la tension aux bornes d'une jonction bloquée.



Soit une diode bloquée, la caractéristique courant, tension à la forme indiquée par la figure.

On a un courant de saturation dû aux porteurs minoritaires, suivi d'une augmentation rapide du courant pour une tension appelée tension de Zener.

Cette augmentation de courant est dûe à deux mécanismes qui peuvent fabriquer les porteurs nécessaires, ce sont :

- Soit le champ électrique intense, dû à la tension appliquée, qui peut extraire des électrons de l'édifice cristallin en rompant les liaisons de covalence.
- Soit une ionisation par choc des molécules du cristal par les porteurs fortement accélérés dans un champ intense.

Il est maintenant établi que dans la grande majorité des cas, c'est le second mécanisme qui entre seul en ligne de compte, étant donné les résistivités des échantillons de semi-conducteurs utilisés.

Ce second mécanisme porte le nom d'avalanche car le phénomène d'ionisation par les porteurs de courant est cumulatif.

On définit ainsi un facteur de multiplication des porteurs dont la loi empirique est :

$$M = \frac{1}{1 - (\frac{V}{V_c})^n}$$

n = 3 pour le germanium - V = tension appliquée.

La courbe de variation de M a, en gros, la même forme que celle du courant de la diode, c'est-à-dire que M croît très vite au voisinage de V_c.

Après avoir vu ce qu'est le phénomène d'avalanche, pour une diode, nous allons essayer d'analyser le comportement d'un transistor dans lequel se produit le phénomène d'avalanche.

II - REPRESENTATION DU TRANSISTOR

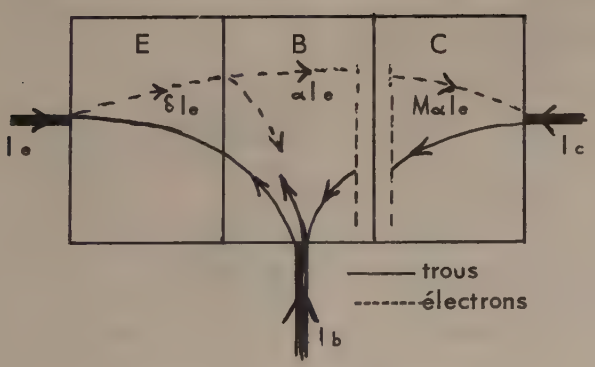


Fig. (1, 2, 1)

Soit un transistor tel que la tension aux bornes de la jonction Base-Collecteur est grande de façon à déclencher le mécanisme d'avalanche dans la jonction Base-Collecteur.

Si on reprend le petit schéma des jonctions vu précédemment pour le transistor ordinaire [1] on doit ajouter dans la jonction Base-Collecteur une zone dans laquelle apparaît des porteurs en grand nombre.

Nous allons exprimer le courant Collecteur I_c et le courant Base I_b en fonction du courant émetteur I_e et des paramètres internes du transistor.

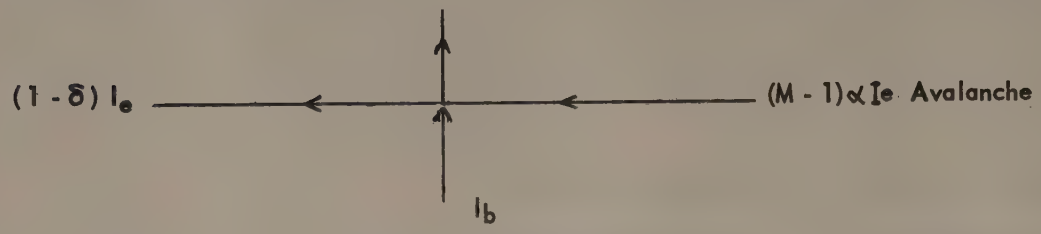
Normalement, on a $I_c = - \delta\delta' I_e = - \alpha I_e$

or, ici, pour un trou arrivant à la jonction Collecteur, on a M trous efficaces donc :

$$I_c = M\alpha I_e$$

On a alors $(M - 1)\alpha I_e$ (courant d'électrons) qui revient vers la Base. On peut représenter en détail les courants que l'on trouve dans la base :

Recombinaison $(1 - \delta')\ \delta\ I_e$



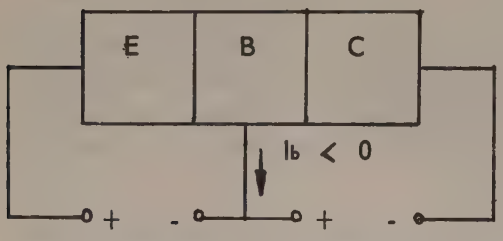
$$I_b = (M - 1)\alpha I_e - (1 - \delta')\ \delta\ I_e - (1 - \delta)\ I_e$$
$$I_b = (M\alpha - 1)\ I_e$$

En résumé :

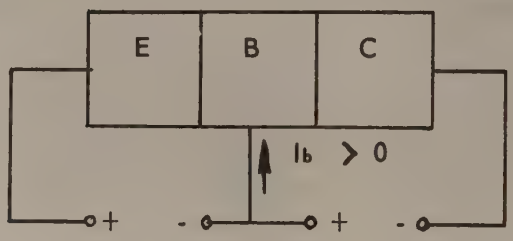
$$I_c = - M\alpha I_e$$
$$I_b = (M\alpha - 1)\ I_e$$

On n'a pas tenu compte, dans cette représentation du courant de repos I_{co} de la jonction Base-Collecteur, il est très inférieur au courant d'avalanche et par conséquent, négligeable.

On remarque immédiatement que le courant Base I_b son plus gros composant dans le sens positif ce qui est contraire au sens habituel du courant Base, en effet :



Transistor normal



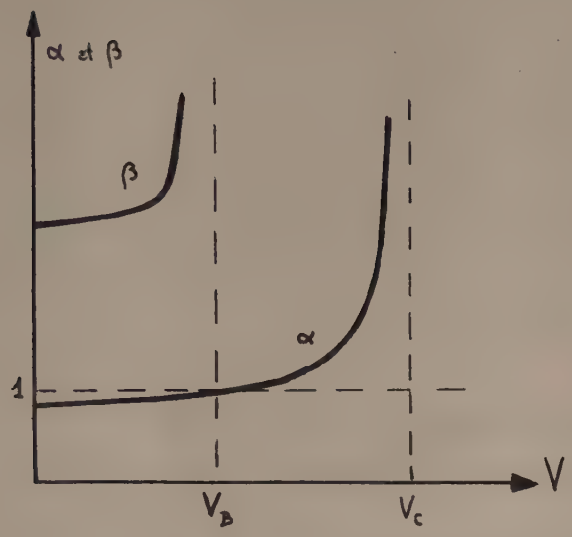
Transistor en régime avalanche

le courant d'électron $(M\alpha + 1)\ I_e$ est très supérieur à $(1 - \delta)\ I_e$ (car dans un bon transistor $\delta \simeq 1$).

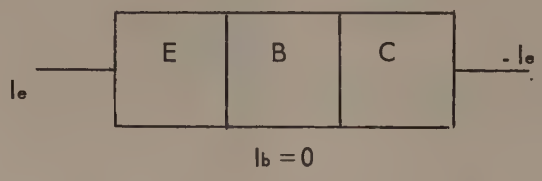
- Variation de α et de β :

Puisque M varie avec la tension, α et $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ varieront avec la tension collecteur V.

Pour une certaine valeur de M on a $M\alpha = 1$ donc β infini.



Soit V_B la tension telle que $M\alpha = 1$, on a alors $I_b = 0$, car :



V_C est la tension de craquage de la jonction base-collecteur.

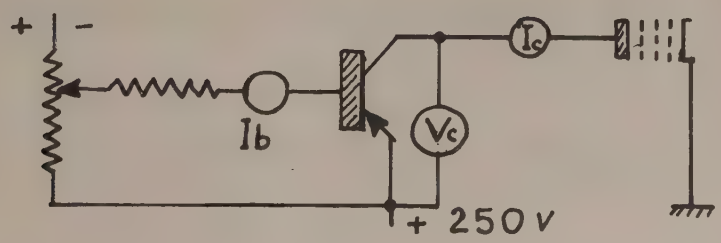
V_B tension pour $\alpha = 1$.

III - CARACTERISTIQUES STATIQUES

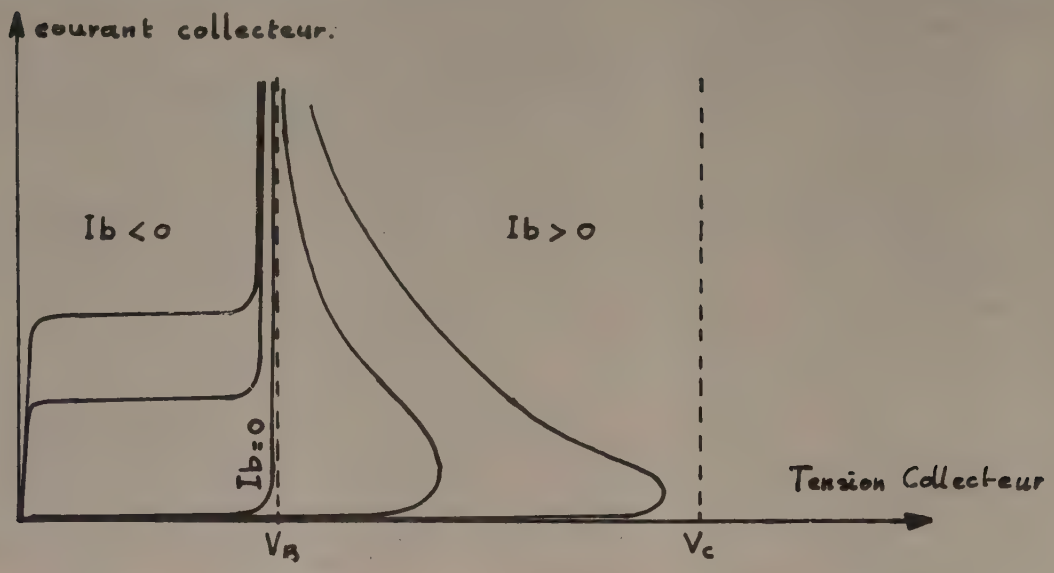
Nous avons tracé le réseau des caractéristiques $I_c = f(V_c)$ pour différentes valeurs de I_b car c'est celui qui sera seul utilisé. Il faut :

- un générateur de courant dans la base,
- une forte charge dans le collecteur.

Le principe du montage est de charger le transistor étudié par une pentode à forte résistance interne.



- Forme des caractéristiques statiques



On retrouve dans ce tracé les tensions vues précédemment à savoir :

V_B = tension où β est infini, c'est-à-dire $\alpha = 1$ et donc $I_B = 0$

V_C = tension de craquage de la jonction Base-Collecteur

tant que l'on décrit la région de fonctionnement normal du transistor c'est-à-dire $I_b < 0$ et V collecteur $< V_B$, on a les caractéristiques «normales» du transistor. Les valeurs numériques trouvées,en font d'ailleurs un transistor absoluement ordinaire.

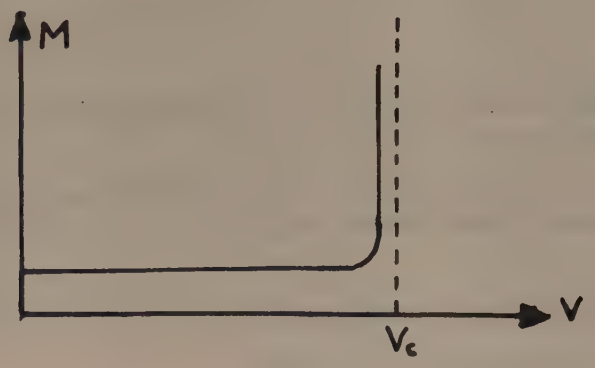
Lorsqu'on a un courant base $I_b > 0$, c'est-à-dire dans le cas où on a avalanche, les caractéristiques ont une pente négative.

Cette pente négative permet d'utiliser un transistor avalanche dans un oscillateur à relaxation. L'expérience montre que le montage relaxe très bien et donne un temps de montée extrêmement court.

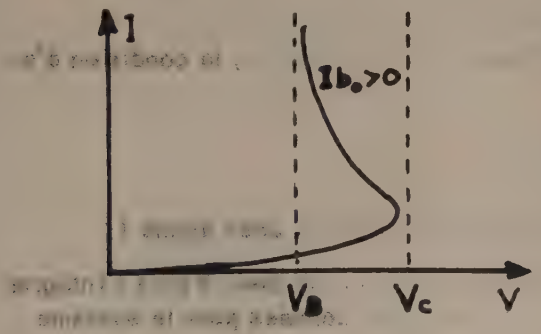
Nous allons voir maintenant ce qui explique la pente négative des caractéristiques.

- Explication de la pente négative :

Considérons la courbe M en fonction de V :



D'autre part, prenons une caractéristique quelconque correspondant à un courant base donné $I_{bo} > 0$.



Le point de fonctionnement du transistor est tel que :

I_e = courant émetteur

I_{bo} = courant base

$\alpha \longrightarrow M\alpha$

$I_c = M \alpha I_e$

Si on augmente I_e de ΔI_e, on a pour cette variation :

ΔI_e

$\Delta I_{bo} = 0$ car on est sur la caractéristique I_{bo}.

$\Delta I_c = \Delta I_e$ car le transistor est d'un modèle courant.

Ainsi toute augmentation de I_c entraîne une diminution de M, donc de V_c.

Il faut remarquer que ce raisonnement n'est valable que pour une caractéristique à I_b constant.

IV - CALCUL DE LA TENSION D'AVALANCHE

Nous allons examiner maintenant une méthode permettant de calculer la tension d'avalanche dans le cas le plus général.

Partant du fait que l'avalanche est une ionisation, on considère la jonction en avalanche, on se définit un taux d'ionisation par centimètre τ . Ce taux dépend du champ électrique dans la zone.

Il a été démontré expérimentalement (1) que l'on pouvait écrire :

$$\tau = a \exp\left(-\frac{b}{E}\right) \qquad (1,4,1)$$

où a et b sont des constantes. a est homogène à l'inverse d'une longueur.
b est homogène à un champ électrique.

Les constantes a et b sont normalement différentes pour les électrons et les trous, mais en première approximation, nous prendrons la même valeur ; en effet, le calcul de la tension avalanche est très approché et donne un ordre de grandeur, il n'est donc pas nécessaire de le compliquer inutilement.

Si on suppose toute la base ionisée et, si l'épaisseur de la base est w, la condition d'avalanche est :

$$\int_0^w \tau \, dx = 1 \qquad (1\,4,2)$$

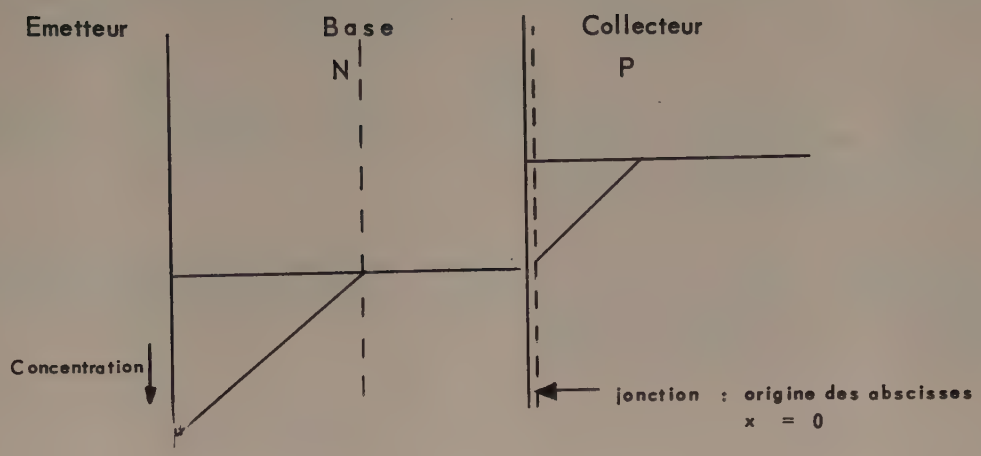
En effet, si toute la base est ionisée, l'intégration de τ sur toute la base donne 1.

Pour calculer la tension d'avalanche, il nous faut trouver une valeur pour τ puis l'intégrer. Dans le calcul du taux d'ionisation les constantes a et b nous sont données pour le système M K S .

Pour le Germanium
$a = 1,2.\ 10^9$
$b = 1,4.\ 10^8$

Pour le Silicium
$a = 9.\ 10^7$
$b = 1.8.\ 10^8$

Considérons la jonction base-collecteur du transistor P N P et par un graphique représentons la concentration en porteurs.



Ce n'est pas une jonction abrupte, si les transistors utilisés sont fabriqués par la technique du « tirage ».

C'est une jonction « graduelle » dans laquelle on peut considérer en première approximation que le gradient de concentration est constant, c'est-à-dire que l'on a une répartition triangulaire des trous dans la base.

Soit Nd le gradient d'impuretés dans la base et Na le gradient d'impuretés dans le collecteur.

L'équation de Poisson donne :

$$\frac{d^2V}{dx^2} - \frac{e.N_x}{K\varepsilon_o} = 0$$

Posons :

$$\frac{e.N}{K\varepsilon_0} = P$$

avec

$$\left|\begin{array}{l} \dfrac{e\,N_d}{K\varepsilon_0} = P_d \\ \dfrac{e\,N_a}{K\varepsilon_0} = P_a \end{array}\right.$$

Comme $E = -\,\mathrm{grad}\,V$

on a :

$$\left| \begin{array}{l} E_P - P_a \frac{x^2 p}{2} = 0 \\ E_N - P_d \frac{x^2 N}{2} = 0 \end{array} \right.$$

E_P et E_N sont les champs électriques dans les régions P et N, x_p et x_n sont les abscisses dans ces mêmes régions.

On peut écrire le système I car dans la région où les porteurs sont chassés par le champ électrique, on a $p = 0$, par conséquent : $V = 0$. Le potentiel n'est pas discontinu, le champ électrique non plus, sur la jonction on a donc $E_p = E_N$.

$$P_a \frac{x^2 p}{2} = P_d \frac{x^2 N}{2}$$

$$\left(\frac{x_p}{x_N}\right)^2 = \frac{P_d}{P_a}$$

Ce qui montre que la zone répourvue de porteurs (zone de charge d'espace) s'étend davantage dans la partie la moins dopée.

Dans un transistor, la base est très peu dopée, nous allons le vérifier dans le cas simple d'un transistor P N P.

E	B	C
P	N	P

La jonction P N de l'Emetteur est dans le sens passant, si la Base N est très peu dopée cette jonction se comporte comme un émetteur de trous puisqu'ils sont plus nombreux que les électrons.

On retrouve là l'explication du terme « Emetteur » dans le transistor.

Du côté collecteur, la jonction est bloquée, le rendement en courant faible, mais on peut faire varier le courant en injectant des porteurs. Ceci explique qu'une jonction bloquée est un excellent « collecteur ».

Nous avons vu que $Pd \ll Pa$ donc $x_p \ll x_N$ ce qui veut dire que la zone de charge d'espace s'étend presque exclusivement sur la base.

Dans la suite du calcul, on ne considérera que le champ électrique dans la Base.

$$E_N = \frac{P_d \, x^2}{2}$$

$$V_N = \frac{P_a \, x^3}{6}$$

Quand toute la base est ionisée, on a $x = w$, on peut donc considérer que c'est à ce moment que l'on a la tension d'avalanche V_a, donc :

$$V_a = \frac{P_d \, w^3}{6}$$

$$E_a = \frac{P_d \, w^2}{2}$$

Pour une épaisseur x on a :

$$V = V_a \left(\frac{x}{w}\right)^3$$

$$E = E_a \left(\frac{x}{w}\right)^2$$

L'équation $(II_{4,2})$ donne :

$$\int_0^w \tau \, dx = \int_0^w a \exp \left[- \frac{b}{E_a \left(\frac{x}{w}\right)^2} dx \right]$$

$$\int_0^w \tau \, dx = \int_0^w a \exp \left[- \frac{K}{x^2} \right] dx \text{ où } K = \frac{b \, w^2}{Ea}$$

En intégrant par partie on arrive à l'équation :

$$1 = \frac{a . K^{1/2}}{2} \int_{\frac{K}{w^2}}^{\infty} e^{-u} u^{-\frac{3}{2}} \, du \qquad \text{avec } \frac{K}{x^2} = u$$

L'intégration donne :

$$1 = \frac{1}{2} a K^{1/2} \left[\exp \left(- \frac{K}{w^2} \right) \right] \left[\left(\frac{K}{w^2} \right)^{-\frac{3}{2}} + \frac{3}{2} \left(\frac{K}{w^2} \right)^{-\frac{5}{2}} \right]$$

En remplaçant K et w^2 par leurs valeurs en fonction de la tension d'avalanche Va et des données du transistor, on obtient une équation transcendante dont Va est l'inconnue.

$$(A) \quad 1 = \frac{1}{2} a \left(\frac{2b}{P_d}\right)^{\frac{1}{2}} \left[\exp . - \frac{2b}{P_d}^{\frac{1}{3}} (6 Va)^{-\frac{2}{3}} \right] \left[2b^{-\frac{2}{3}} Pd^{\frac{1}{2}} 6 Va + \frac{3}{2} (2b)^{-\frac{5}{2}} Pd^{\frac{5}{6}} (6 Va)^{\frac{5}{3}} \right]$$

La résolution de cette équation peut se faire par approximations successives. Nous avons préféré, puisque nous connaissons par expérience la tension d'avalanche Va, vérifier

l'égalité du deuxième membre avec l'unité.

Nous avons fait cette vérification en système M.K.S.A. rationalisé, donc nous avons posé :

$a = 1{,}2.\ 10^{9}\ m^{-1}$
$b = 1{,}4.\ 10^{8}\ V.m^{-1}$
$Va = 30$ Volts
$e = 1{,}6.\ 10^{-19}$ coulomb
$K = \frac{16}{36.\pi\ 10^{9}}$
$Nd = 10^{27}\ m^{-3}$

Cette valeur pour Nd est la valeur moyenne pour les transistors de fabrication courante.

Avec les valeurs précédentes, l'égalité (A) est vérifiée à 10 % près, ce qui est satisfaisant et en accord avec les hypothèses de départ.

Par expérience, nous avons mesuré Va = 24 Volts, ce qui veut dire que dans le transistor étudié $Nd \neq 10,^{27}$ en pratique cette tension correspond à une concentration supérieure à 10^{27} impuretés par m^3, mais inférieure à 2.10^{27}.

J. MASERJIAN (1) a tracé la courbe Va = f (Nd) qui permet en contrôlant la concentration en impureté de réaliser la tension d'avalanche que l'on veut.

V - FACTEUR DE MULTIPLICATION M

Dans le transistor, bien que la jonction collecteur-base soit bloquée, il passe un courant dû à I_e. Nous allons étudier comment se comporte le facteur M pendant la décharge.

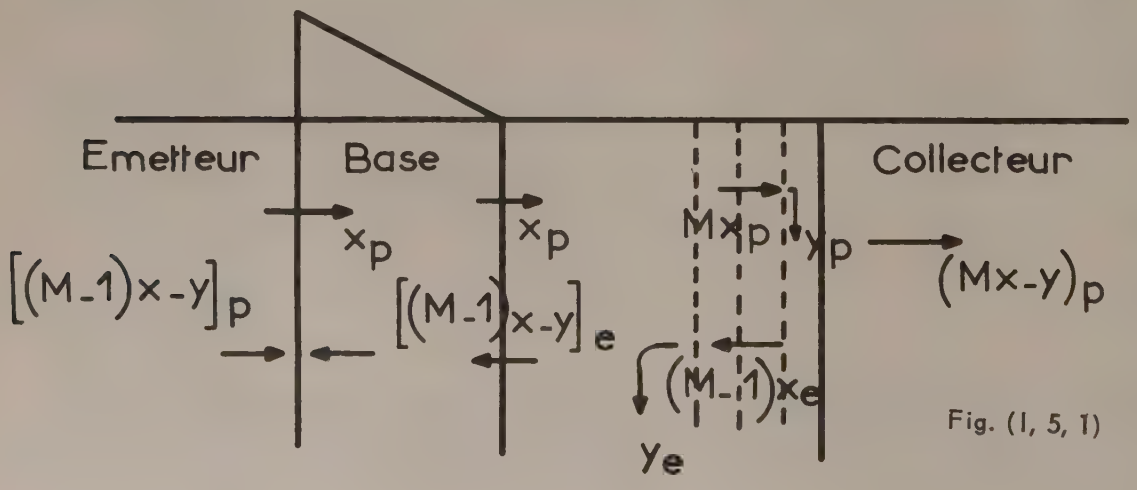


Fig. (I, 5, 1)

Des électrons arrivent dans la base à cause du phénomène de multiplication, ces électrons ont plusieurs moyens pour quitter la base :

- Recombinaison avec des trous
- Sortie par la base
- Passage dans l'émetteur
- Décharge de la capacité interne de collecteur - C_i.

Comme l'avalanche est très rapide et que justement c'est la décharge qui nous intéresse et non le point de repos, on va étudier l'influence de la capacité interne du transistor.

On a vu que si la tension varie, l'épaisseur de la région de charge d'espace varie et donc la capacité interne C_i varie aussi.

Pendant la chute de la tension collecteur, des porteurs sont nécessaires pour regarnir la région de charge d'espace. Dans le transistor considéré, P N P, on absorbe des trous du côté P et des électrons du côté N.

Si x_p trous viennent de l'émetteur, à travers la base, jusqu'à la région de multiplication, ils donnent alors Mx_p trous.

Si y_p trous sont nécessaires pour regarnir la région de charge d'espace, il sort du collecteur : $(M x_p - y_p)$.

La capacité extérieure C_{ex} voit un courant $(Mx - y)_p$

La capacité interne C_i voit un courant y_p.

Comme $V_{CE} \simeq V_{CB}$ les deux capacités ont la même tension à leurs bornes, les courants sont proportionnels aux capacités.

$$\frac{y}{M_x - y} = \frac{C_i}{C_{ex}} \qquad y = \frac{M x}{\frac{C_{ex}}{C_i} + 1}$$

on a $(M - 1) x - y$ électrons qui vont dans la base, si on veut que C_{ex} soit déchargé jusqu'à zéro, c'est-à-dire, profiter du maximum de tension appliquée sur le collecteur, il faut que le nombre d'électrons passant dans la base soit positif :

$$(M - 1)\ x - y \geqslant 0 \qquad (M - 1)\ x \geqslant y$$

$$M > 1 + \frac{C_i}{C_{ex}}$$

On n'a pas le droit d'écrire cette inéquation sans remarquer que M et C_i variant avec V, on doit considérer pour M et C_i des valeurs moyennes M_m et C_{i_m} qui seront un ordre de gran-

deur.

$$M_m > 1 + \frac{C_{im}}{C_{ex}} \qquad (1_{5,1})$$

tirant M_m de $M = \dfrac{1}{1 - \left(\dfrac{v}{v_c}\right)^n}$

et C_{i_m} de $C_i = S\sqrt{\dfrac{e N d K \varepsilon_o}{2V}}$

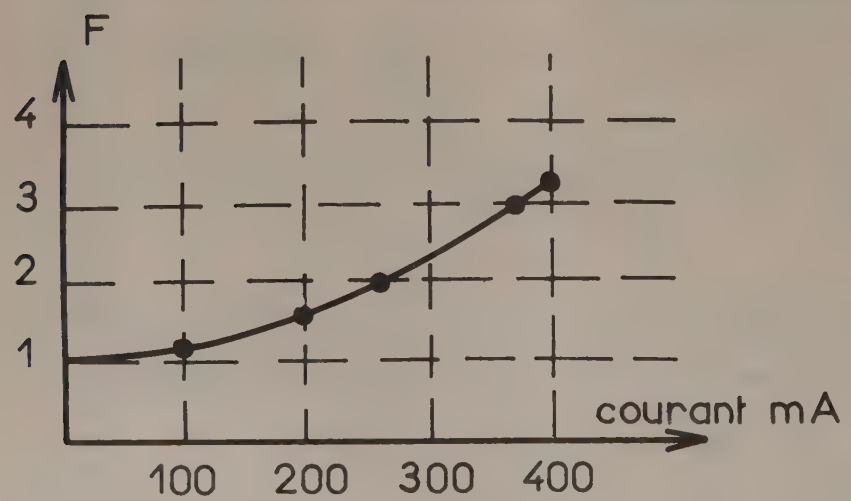
L'inéquation $(1_{5,1})$ donne une valeur minimum de C_{ex} pour que la tension collecteur tombe à zéro.

En pratique, même pour des valeurs de C_{ex} inférieures à la valeur calculée, la tension collecteur tombe à zéro. C'est donc que M est supérieur à la valeur calculée par l'équation $(1_{5,1})$.

On peut expliquer cette différence par le fait que l'équation $(1_{5,1})$ a été établie pour une distribution triangulaire du champ dans la zone de charge d'espace, or au moment de la décharge, la densité de courant est telle que l'on ne sait plus quelle est la distribution du champ.

Des mesures ont été faites par BEALE et STEPHENSON (3) pour voir si M augmentait avec la densité de courant.

Elles ont donné pour le facteur (M - 1) la courbe ci-dessous.



F = facteur d'accroissement de M - 1 par rapport à la valeur calculée.

Fig. (I, 5, 2)

En résumé, on voit que le transistor fonctionnera dans les meilleures conditions avec un facteur M le plus grand possible, s'il travaille avec un fort courant. D'autre part, ceci donne l'ordre de grandeur de la capacité à mettre aux bornes du transistor.

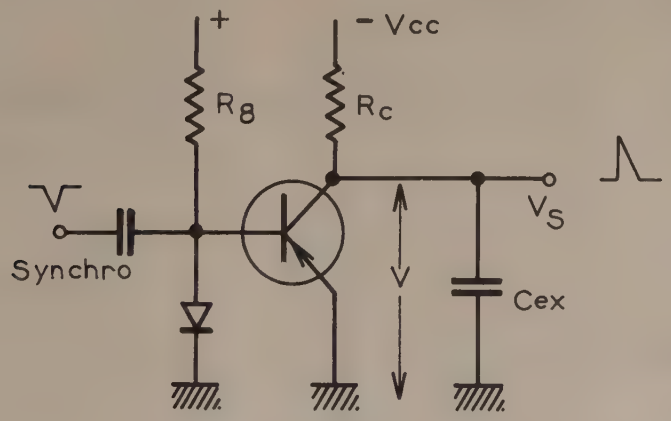
CHAPITRE II

ETUDE PRATIQUE DE L'AVALANCHE

I - UTILISATION DE LA RESISTANCE NEGATIVE

Le transistor présentant des caractéristiques à pente négative, on pourra l'utiliser dans un montage monostable ou astable.

Le montage de base est la charge lente puis la décharge rapide d'un condensateur comme dans un montage de relaxation à thyratron.



- V_{cc} = tension alimentation
C_{ex} = C = capacité extérieure
V = tension collecteur

Fig. (II, 1, 1)

Au repos, le courant passant dans le transistor est I_{co} et le condensateur se charge à la tension :

$$V = -\left[V_{cc} - R_c\ I_{co}\right]$$

On remarque que R_c doit avoir une valeur suffisante pour que $V < V_c$ (tension de claquage de la jonction base-collecteur).

D'autre part, si I_{co} est assez faible, le facteur M est faible, par conséquent il n'y a pas de risque de décharge spontanée.

Si à l'entrée « Synchro » arrive une impulsion négative des porteurs traversent la base et sont multipliés à leur arrivée dans la zone de multiplication. La décharge se produit alors et la tension collecteur passe de V à 0.

A la fin de l'avalanche, le collecteur n'est plus à une tension suffisante pour que le courant I_{co} soit appréciable, la décharge cesse et condensateur C_{ex} se charge suivant la constante de temps :

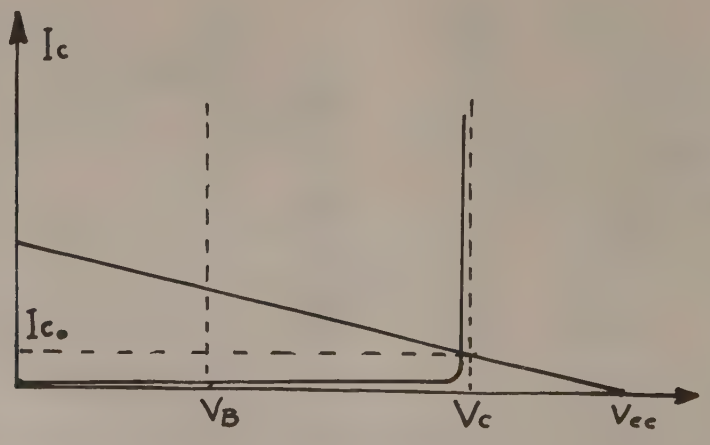
$$\tau_1 = R_c \; C_{ex}$$

La fréquence de récurrence de ce montage est théoriquement fonction de τ_1, or il nous faut tenir compte du fait que la puissance que peut dissiper un transistor est faible, donc : nécessité de connaître l'incidence de la fréquence de récurrence sur la puissance dissipée par le transistor.

Fréquence de récurrence.

Nous connaissons la puissance maximale que peut dissiper le transistor et qui est de l'ordre de 100 mW.

Nous connaissons le point de fonctionnement :



$$I_{c0} = \frac{V_{cc} - V_c}{R_c} \qquad V \simeq V_c$$

Au repos la puissance dissipée est donc :

$$P_0 = \frac{V_c\,(V_{cc} - V_c)}{R_c} \qquad (II\ 1,1)$$

En fonctionnement, le courant collecteur se présente sous forme d'impulsions très brèves ; leur durée est très inférieure de la période T du phénomène.

On peut supposer que pendant la décharge I_{c0} est négligeable. Pour simplifier, supposons que le courant collecteur ait l'allure suivante :

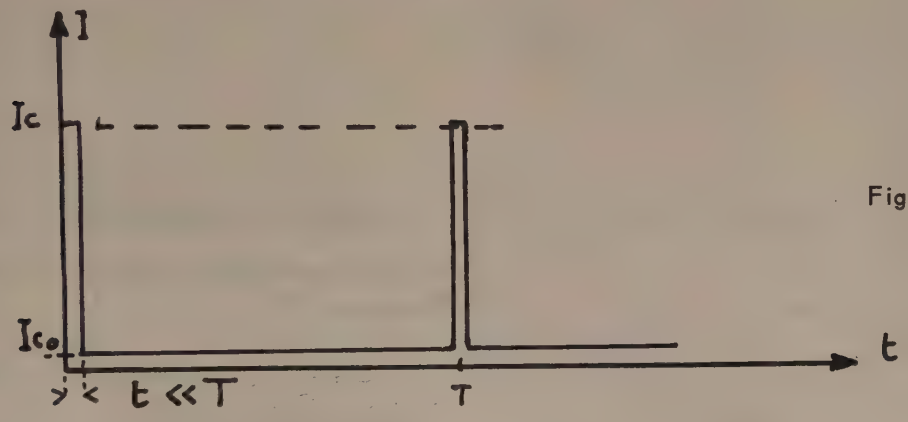


Fig. (II, 1, 2)

L'énergie accumulée dans le condensateur est $W = \frac{C_{ex}\ V_c^2}{2}$ ce qui correspond à une puissance moyenne :

$$P = \frac{C\ V_c^2}{2\ T} \qquad (II_{1,2})$$

et $V_c = V_{cc}\left[1 - \exp\left(-\frac{T}{CR_c}\right)\right]$ en négligeant le temps de décharge.

$$T = CR_c\ \mathrm{Log}_e\ \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_c}$$

En portant cette valeur dans P on a :

$$P = \frac{C_{ex}\, V_c^2}{2\, C_{ex}\, R_c} \times \frac{1}{\text{Log}_e \dfrac{V_{cc}}{V_{cc} - V_c}}$$

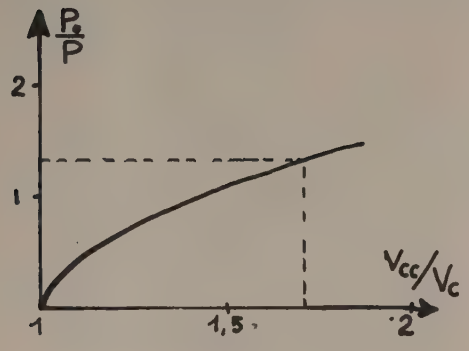
d'où

$$P = \frac{V_c^2}{2\, R_c} \times \frac{1}{\text{Log}_e\, V_{cc} / (V_{cc} - V_c)} \qquad (II_{1,3})$$

Quelle que soit la résistance de charge $\frac{P_0}{P}$ n'est fonction que de $\frac{V_{cc}}{V_c} = S$,

en effet :

$$\frac{P_0}{P} = 2\,(S - 1) \cdot \text{Log}_e \frac{S}{S - 1}$$



Si $P_0 > P$ on calculera R_c avec la meilleure approximation en utilisant l'équation $(II_{1,1})$.

Si $P > P_0$ on obtiendra R_c dans l'équation $(2,_{1,III})$.

Application :

$P_m = 150$ mW

$V_{cc} = 41$ V

$V_c = 24$ V

$\frac{V_{cc}}{V_c} = 1{,}7$ ce qui donne $\frac{P_0}{P} = 1{,}2$

d'après $(II_{1,1})$ $\quad R_c \simeq 2700\ \Omega$

En pratique il faut trouver un compromis entre la résistance de charge et la fréquence de récurrence, car on est limité par les capacités parasites.

Ainsi, dans notre montage, on avait $R_c = 15\ K\ \Omega$

La fréquence de récurrence peut donc être infinie sans dommage pour le transistor, cependant, la limite supérieure est imposée par les capacités parasites.

$C_{ex} = 10\ p\ F$

C parasites $= 10\ p\ F$

$R_c = 15\ K\Omega$ $\qquad \frac{1}{R\,C} = \frac{10^8}{30}$

f Max $\simeq$ 3 MHz

II - MESURES

a) Tension d'avalanche en fonction de la capacité extérieure C_{ex}

C_{ex} pF	10	20	32	43	57	78	110
V Volt	15,5	18	19,4	20	21	22,5	24

Cette courbe, correspondant à des variations de C_{ex} pour une même valeur du coefficient de multiplication M, sera justifiée au paragraphe (II_5).

On a vu $M > 1 + \frac{C_1}{C_{ex}}$ pour avoir le maximum de tension ; donc, si C_{ex} est grand, M ne changeant pas, on aura une tension de sortie plus élevée.

b) Tension d'avalanche en fonction de la tension d'entrée.

Pour avoir le maximum de tension de sortie, par conséquent une tension fixe définie par l'alimentation du transistor, il nous faut :

$(M - 1)\ x \geqslant y$ voir au paragraphe (II_5)

x est le nombre de trous injectés dans la base.

Si la tension appliquée sur la base augmente, ou si l'impulsion envoyée sur la base est élargie, le nombre de trous injectés s'accroît, entraînant une variation de x.

Il nous faut donc considérer la tension d'avalanche en fonction de la tension d'entrée, pour différentes largeurs de l'impulsion de débloquage.

Nous prendrons comme largeur d'impulsion 10 ns, 20 ns, et 150 ns.

Largeur 10 ns

V_e V	0,1	0,2	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
V_s V	10,5	17	21	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24

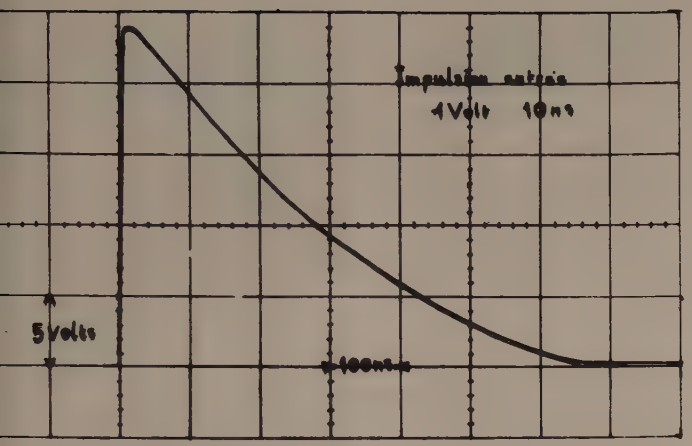
Largeur 20 ns

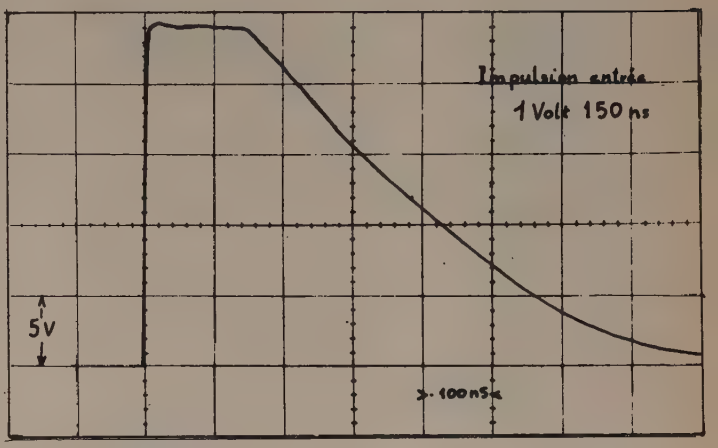
V_e V	0,05	0,1	00,2	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
V_s V	17,5	17	17	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24

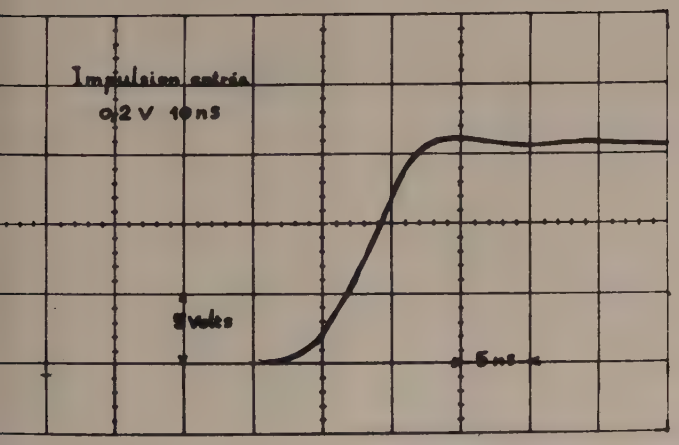
Sur les pages suivantes on trouvera les formes de tensions sur le collecteur et les caractéristiques donnant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée.

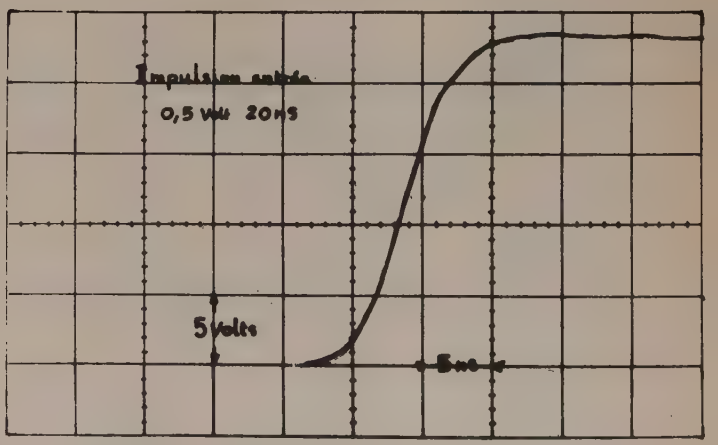
On remarquera sur la figure (d) la cassure de la montée qui indique le moment où la multiplication cesse.

Formes des impulsions sur le collecteur









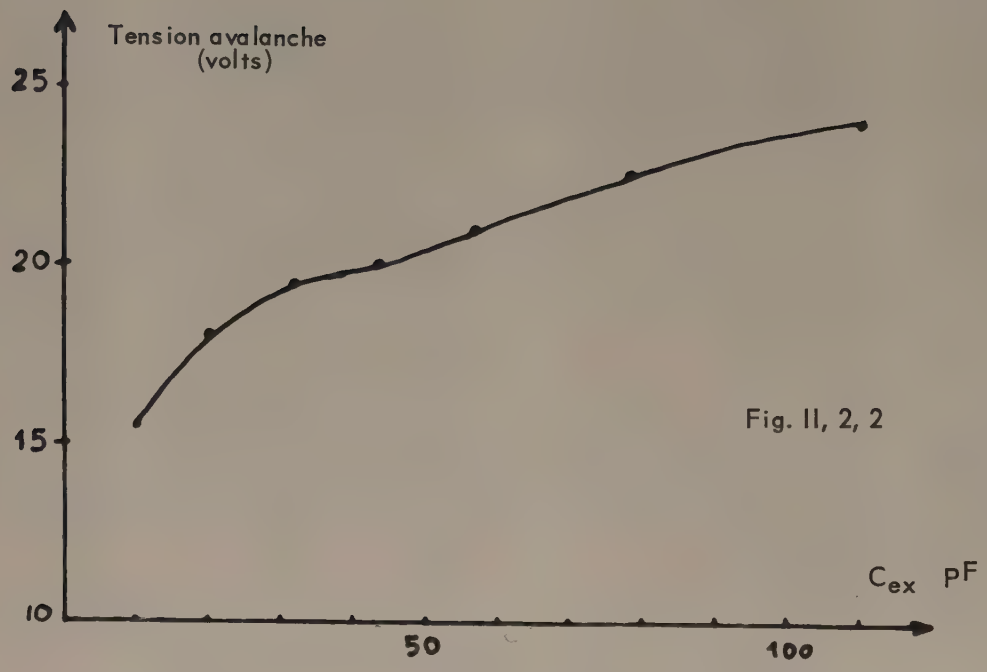


Fig. II, 2, 2

TENSION D'AVALANCHE EN FONCTION DE Cex

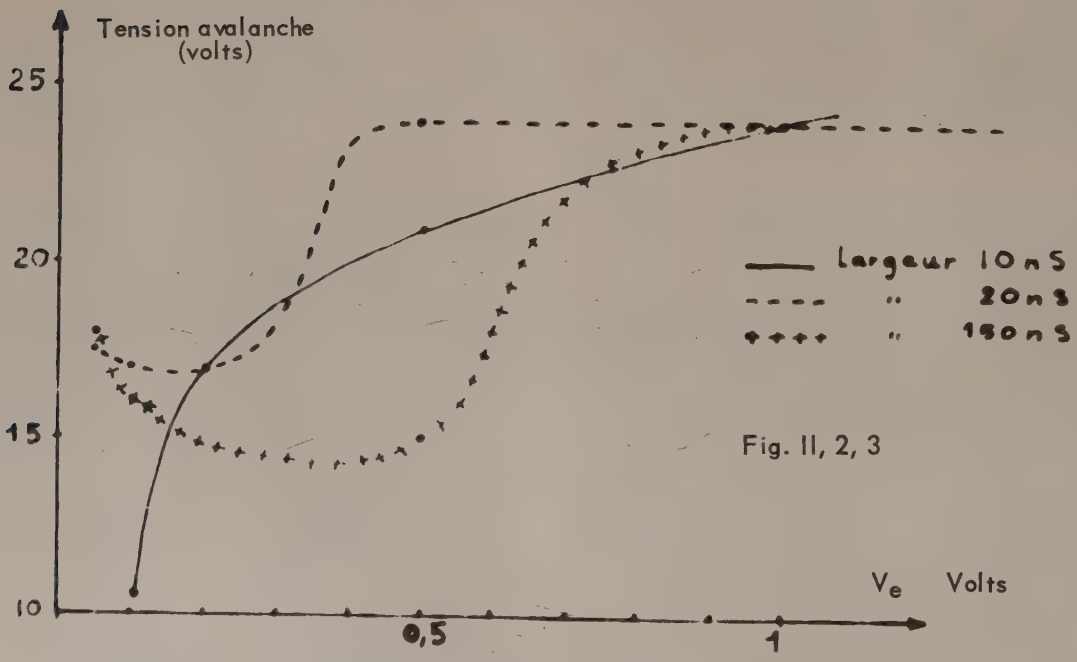


Fig. II, 2, 3

TENSION D'AVALANCHE EN FONCTION DE LA TENSION D'ENTREE
POUR DIFFERENTES LARGEURS D'IMPULSION

Largeur 150 ns

V_e V	0,05	0,1	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
V_s V	18	16	15	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24

On remarque sur les phtographies que, à partir de 24 V, la tension prèsente un palier. Ce palier est d'autant plus long que l'impulsion d'entrée est plus haute ou plus large, c'est-à-dire que x est plus grand.

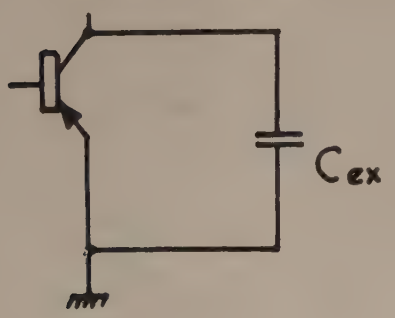
En effet, plus le nombre de porteurs est grand, plus ils mettent de temps à quitter la base.

La tension passe de V_C à V_B à cause de la multiplication puis de V_B à zéro à cause justement de la surpopulation dans la base.

III - VARIATIONS DU SCHEMA DE BASE

Sortie par l'émetteur.

Le principe du fonctionnement est la décharge d'une capacité dans une résistance faible,: la résistance du transistor en avalanche.

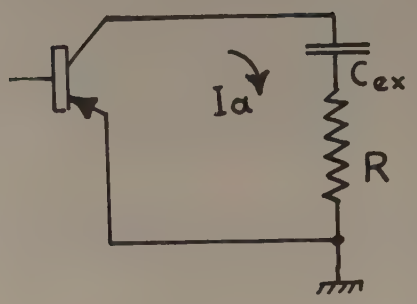


Pour prélever la tension de sortie, on place en série avec le condensateur C_{ex} une petite résistance R aux bornes de laquelle on aura une tension de sortie :

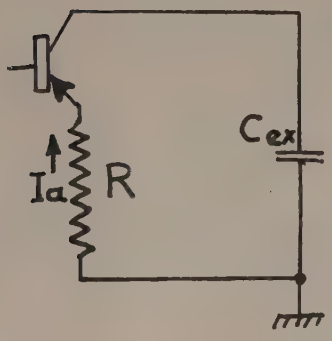
$$V_s = - R\ I_a$$

où I_a est la pointe de courant d'avalanche.

Le schéma devient :



On peut déplacer la résistance R :

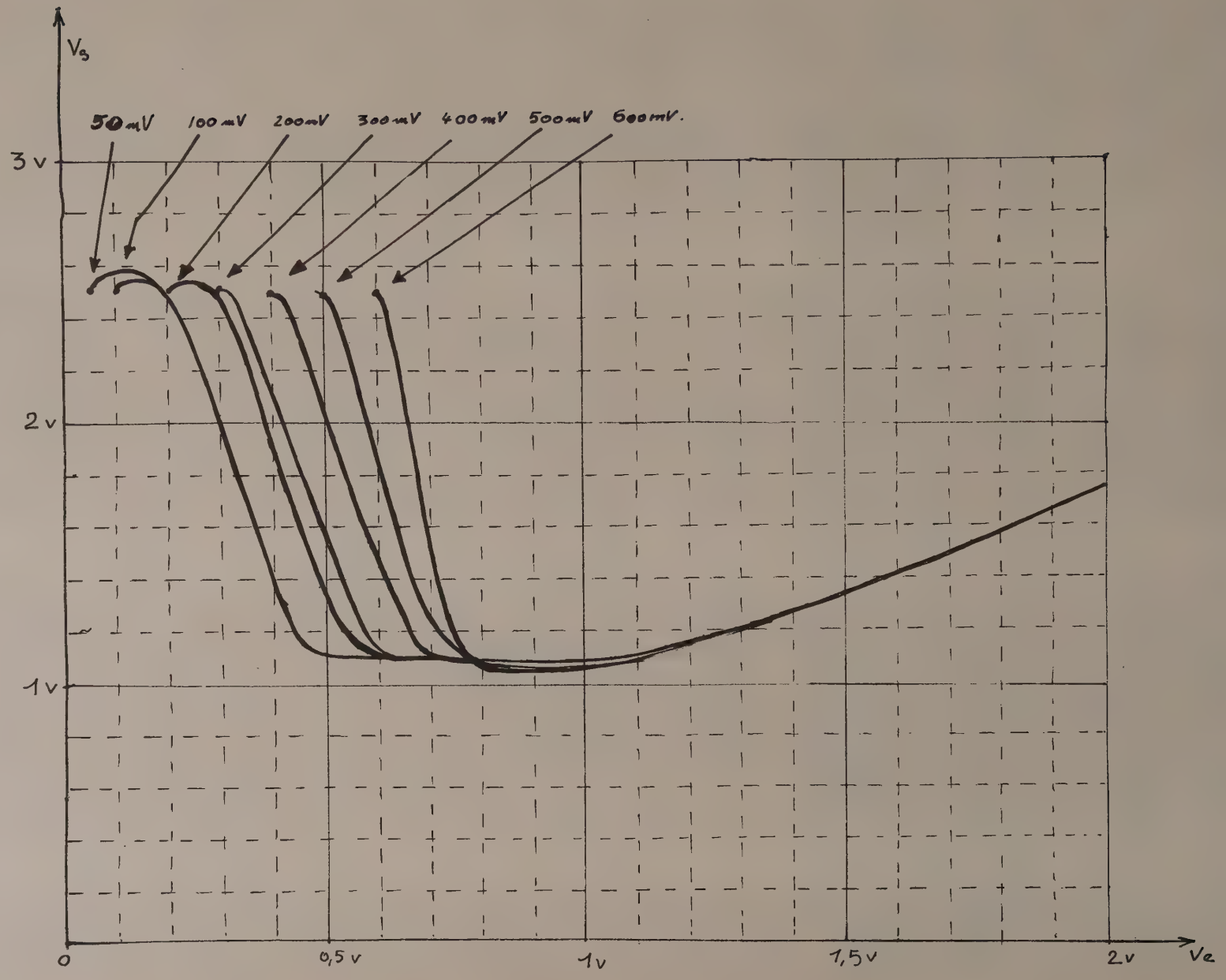


On obtient alors la sortie par l'émetteur. L'impulsion de sortie est alors négative comme l'impulsion de déclenchement

Ce montage a été essayé car il permet la transmission sous une impédance très basse d'impulsions rectangulaires.

En effet, le circuit différentiateur utilisé sur la sortie côté collecteur ne laisse passer que les fronts des impulsions.

Le comportement de ce circuit est, a priori, identique à celui du circuit primitif, or nous verrons des différences assez considérables.


V_s
50mV
100mV
200mV
300mV
400mV
500mV
600mV.
3 v
2 v
1 v
0
0,5 v
1v
1,5 v
2v
Ve

Dans ce montage, on retrouve comme dans le précédent, une variation de la tension de sortie en fonction de la largeur et de la hauteur de l'impulsion.

Nous avons relevé la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée (toujours en impulsion), pour différentes polarisations de la base du transistor.

Cette polarisation définit le seuil de déclenchement.

On remarque sur le réseau de courbe que la tension de sortie passe par un minimum.

Nous verrons que l'explication de la partie ascendante (pratiquement linéaire) du réseau de courbes s'explique simplement.

La partie descendante demanderait à être étudiée particulièrement car elle est due au phénomène d'avalanche lui-même. On constate dans cette région, une fluctuation énorme de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée ; cette relation est linéaire sur une certaine plage, ce qui permettrait de réaliser un système amplificateur d'impulsions.

Sur la page suivante on trouvera le tableau récapitulatif des mesures effectuées.

Seuil	V_e (mV)	50	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	2000	3000
50 m V	V_s (V)	2,5	2,6	2,5	2	1,4	1,1	1,1	1,1	1,1		1,2	1,8	2,5

Seuil 100 mV

$V_{c(mV)}$	100	200	300	400	500	600	700	800	1000	2000	3000
V_s (V)	2,5	2,5	2	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,8	2,5

Seuil 200 mV

V_e (mV)	200	300	400	500	600	700	800	1000	2000	3000
V_s (V)	2,5	2,5	1,9	1,3	1,1	1,1	1,1	1,1	1,8	2,5

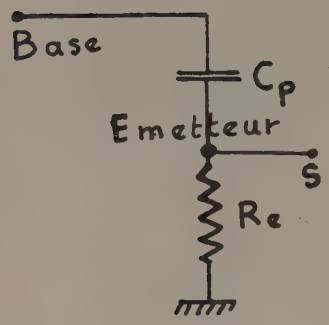
Seuil	V_{em} (V)	300	400	500	600	700	800	1000	2000	3000
300 mV	V_s (V)	2,5	2,1	1,6	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	2,5

Seuil	V_e (mV)	400	500	600	700	800	1000	2000	3000
400 V	V_s (V)	2,4	2	1,5	1,1	1,1	1,1	1,7	2,5

Seuil 500 mV

V_e (mV)	500	600	700	800	1000	2000	3000
V_s (V)	2,4	1,8	1,3	1,1	1,1	1,7	2,5

Soit le schéma équivalent :



On peut supposer que l'impulsion qui arrive sur la Base n'a pas la forme d'un rectangle parfait, mais que son front a une allure exponentielle.

Alors, on a un signal dont l'équation est de la forme :

$$V\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

où V est l'amplitude maximale τ est de l'ordre de 10^{-9} seconde

c_p est de l'ordre de 100 pF puisque c'est une capacité Base-Emetteur.

$Re = 100\,\Omega$

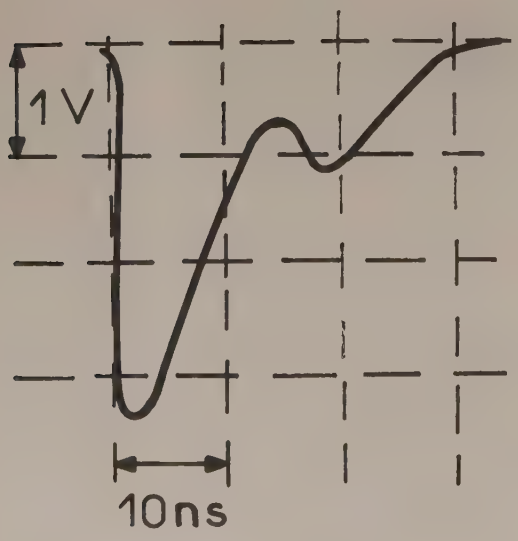
On a $Re\ C_p \simeq 10\,\tau$; par conséquent en S on obtient les deux tiers de l'impulsion envoyée sur la base.

On retrouve à la sortie les 2/3 de la tension d'entrée qui se superposent à la tension pratiquement constante due à l'impulsion de courant d'avalanche :

$$R_e\ I_a$$

Ceci nous explique que au-dessus de 1 volt à l'entrée, la tension augmente linéairement suivant la loi :

$$V_s = \frac{2}{3}\ V_e + R_e\ I_a$$



Au-dessus de 1 volt, l'impulsion de sortie a la forme ci-contre :

CHAPITRE III

APPLICATIONS DE L'AVALANCHE

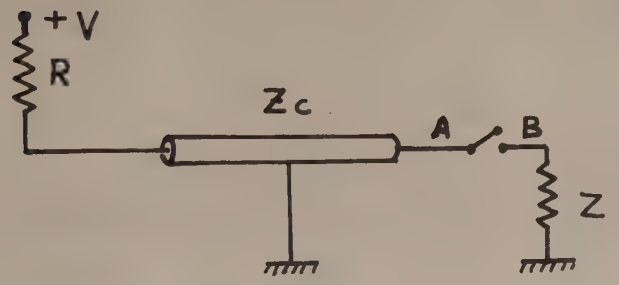
I - GENERATEUR D'IMPULSIONS BREVES

Nous allons décrire maintenant un générateur d'impulsions dans le domaine de la nanoseconde.

Partant du montage de base du transistor avalanche et remarquant que celui-ci se présente pratiquement comme un court-circuit quand il fonctionne, nous avons essayé de l'utiliser pour décharger un câble coaxial

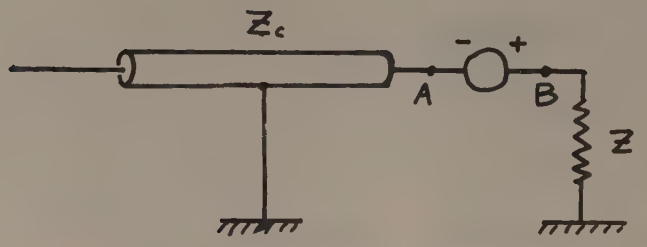
a) Décharge d'un câble coaxial.

Circuit de base.



L'interrupteur ouvert entre A et B est équivalent à un générateur de tension V et de résistance interne nulle.

En effet, le point A est au départ à la tension + V d'alimentation.



circuit équivalent

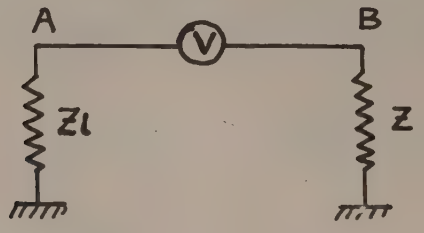
A l'instant $t = 0$ on a $V = 0$, on peut en prendre la transformée de Laplace

$$V_{(t = 0)} \supset \frac{V}{P}$$

Si du point A, la ligne présente une impédance Zl on a :

$$V_B = \frac{Z}{Z + Zl} V$$

Car le circuit est le suivant :



Calculons Z_l :

La ligne est ouverte du côté de R (car R est très supérieure à la résistance caractéristique de la ligne).

$$Z_l = Z_c \frac{1}{j \text{ tg } kl}$$

$$Z_l = Z_c \frac{\cos kl}{j \sin kl}$$

Z_c impédance caractéristique
l longueur de la ligne
k constante de propagation

$$Z_l = Z_c \frac{e^{jkl} + e^{-jk_l}}{e^{jkl} - e^{-jk_l}}$$

$$Z_l = Z_c \frac{1 + e^{-2jk_l}}{1 - e^{-2jke}}$$

Or $Kl = \omega t$ et $t = Tl$

T = retard par unité de longueur

d'où

$$Zl = Z_c \frac{1 + e^{-2j\omega Tl}}{1 - e^{-2j\omega Tl}}$$

L'impédance symbolique est :

$$Zl_p = Z_c \frac{1 + e^{-2pTl}}{1 - e^{-2pTl}}$$

On peut donc calculer la tension en B. Pour simplifier les calculs, nous prendrons :

$Z = Z_c$ ce qui est le cas le plus fréquent.

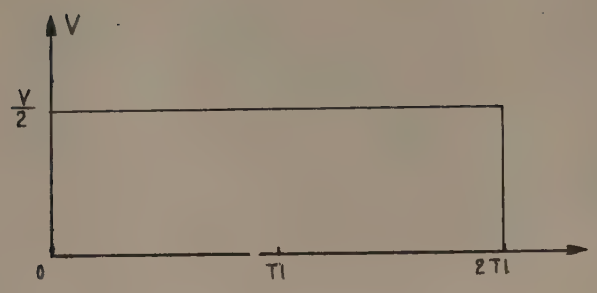
$$V_{pB} = \frac{Z_c}{Z_c + Zl} \left(\frac{V}{P}\right) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_c \frac{1 + \exp(-2pTl)}{1 - \exp(-2pTl)}} \left(\frac{V}{P}\right)$$

$$V_{pB} = \frac{1 - \exp(-2pTl)}{1 - \exp(-2pTl) + 1 + \exp(-2pTl)} \frac{V}{P}$$

$$V_{pB} = \frac{1}{P} (1 - \exp -2pTl) \frac{V}{2}$$

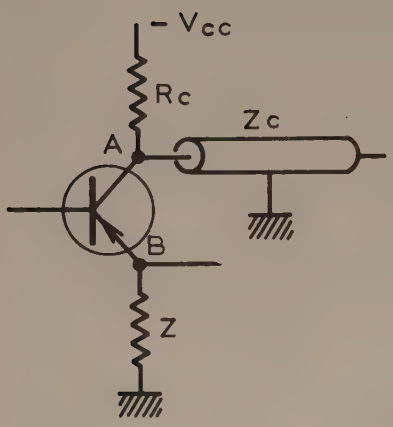
D'après la table de conversion des transformées de Laplace, l'originale de V_{pB} est :

$$\left[\frac{V}{2}\right]_0^{2Tl}$$



La tension de sortie en B est une impulsion rectangulaire d'amplitude $\frac{V}{2}$ et de durée égale à deux fois le retard de la ligne.

b) Utilisation du transistor avalanche comme interrupteur.

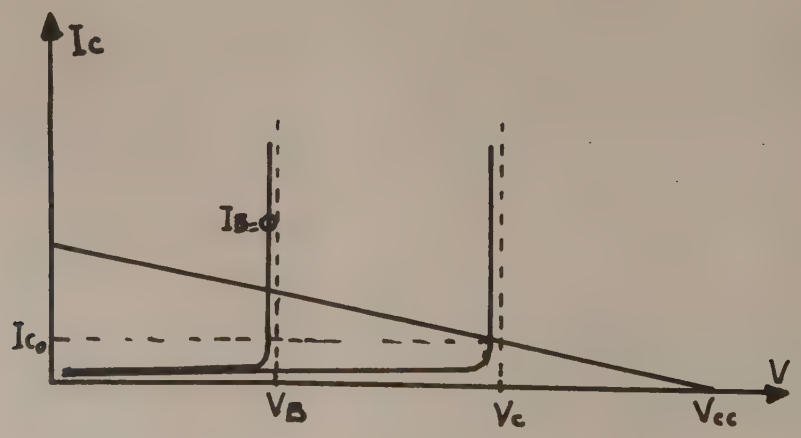


Le transistor est placé entre les points A et B. Il fonctionnera soit en relaxé, soit en déclenché par la base.

Au repos la tension collecteur est V_c donc le coaxial est chargé à V_c.

Pendant la décharge, la tension collecteur tombe à V_B (et non à zéro).

Lorsque la tension collecteur tombe au-dessous de V_B il ne travaille plus dans la zone $\alpha < 1$ et l'avalanche cesse.

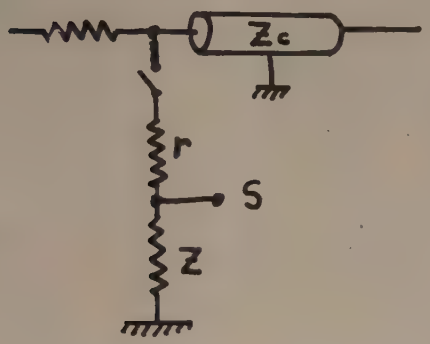


Seule, dans ce montage, la variation de tension instantanée est intéressante, c'est-à-dire $(V_c - V_B)$.

Si $Z = Z_c$ on a en sortie, une tension :

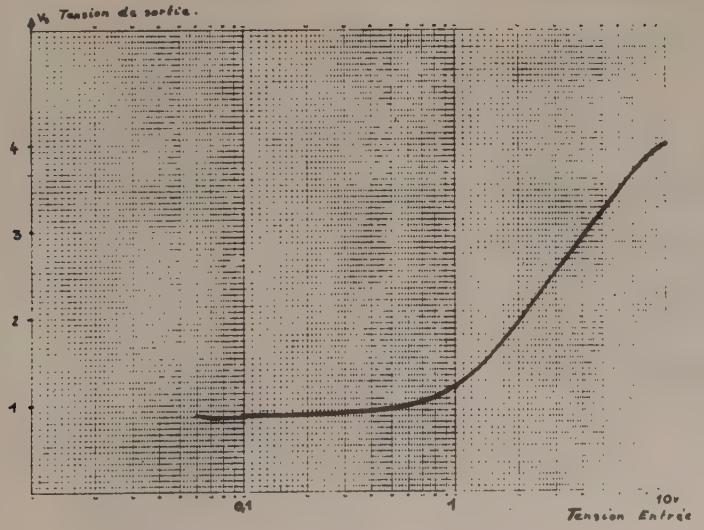
$$\frac{V_c - V_B}{2} = \frac{24 - 8}{2} = 8 \text{ V}$$

L'expérience montre que l'on a à la sortie une tension inférieure à 8 V, ce qui est dû au fait que le transistor en avalanche n'a pas une résistance nulle.

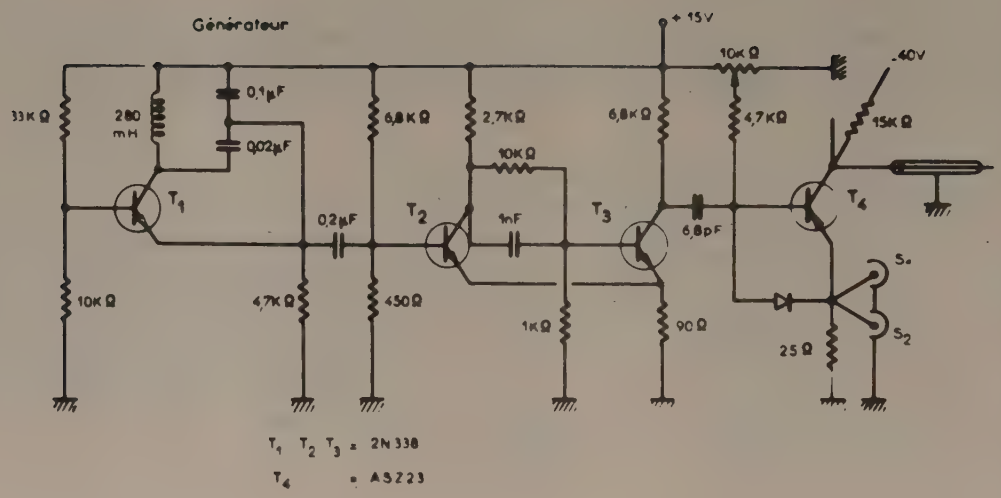


Le transistor se comporte comme un interrupteur avec une résistance en série r. Comme bien qu'inférieur à 100 Ω est de l'ordre de grandeur de l'indépendance Z de charge, ceci explique que la tension de sortie soit de l'ordre de 3 V et non de 8 V.

Forme de la caractéristique donnant l'amplitude de la tension de sortie en fonction de l'amplitude de la tension d'entrée.



c) Générateur d'impulsion



Le générateur est composé de 3 parties :

- un oscillateur pilote (10)
- une bascule
- un circuit avalanche

L'oscillateur est du type colpitts avec un circuit oscillant dans le collecteur. La seule remarque est que la base n'est pas découplée, ce qui entraîne une grande impédance du circuit de base. L'avantage de ce montage est une contre-réaction qui linéarise l'oscillateur, c'est-à-dire qui améliore la stabilité et la forme d'onde. Cette haute impédance dans la base entraîne une limitation dans le circuit collecteur. La stabilité en fréquence est bonne puisqu'il s'agit d'un circuit accordé. La fréquence ne varie que de quelques cycles quand la source d'alimentation passe de 15 à 30 Volts.

La fréquence de l'oscillateur est donnée par $LC\omega^2 = 1$ où $L = 280$ mH

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{0{,}1\ \mu F} + \frac{1}{0{,}02\ \mu F} \qquad C \simeq 17\ nF$$

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \simeq 3.10^8$$

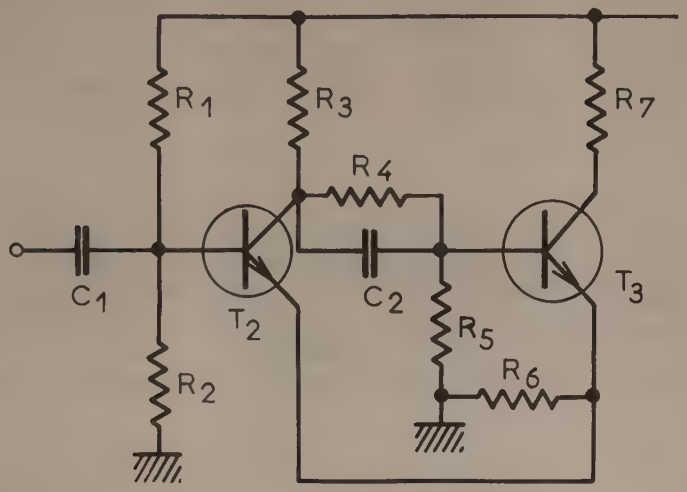
$$\omega = 1{,}7.10^4$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \simeq 2{,}8 \text{ KHz}$$

$$f = \simeq 2{,}8 \text{ KHz}$$

La bascule est du type trigger de Schmitt..

La bascule permet à partir de la sinusoïde de l'oscillateur de disposer d'un signal en créneaux. Ce signal une fois différencié fournira les impulsions d'attaque du transistor avalanche.



Le transistor T_2 qui est à l'entrée du trigger est polarisé assez bas, ce qui fait que la sinusoïde de l'oscillateur le rendra tantôt très conducteur, tantôt le bloquera.

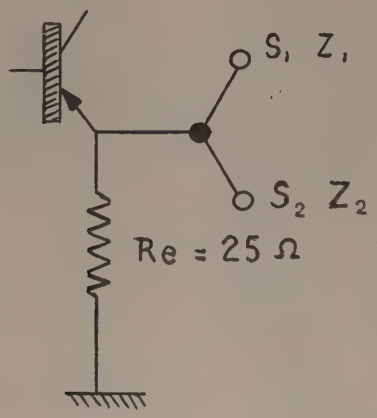
Le second transistor T_3 grâce au couplage par le pont R_4 R_5 et par la résistance d'émetteur R_6 passe rapidement du cut-off à la saturation.

Sur le collecteur de T_3 on observe des signaux carrés dont l'amplitude est très voisine de la tension d'alimentation, étant donnée la faible tension de déchet du transistor.

Pour déclencher le transistor avalanche, il nous faut des impulsions négatives brèves. Nous savons en effet, que l'on ne peut maintenir trop longtemps le transistor dans l'état d'avalanche. C'est le front descendant du signal carré qui sera utilisé après dérivation ; ce front est plus rapide que celui de la montée car il est donné par le transistor en état conducteur, donc sous une plus faible impédance.

d) Le circuit avalanche

Le schéma est conforme à celui de principe vu plus haut. Seule la polarisation de la base y a été ajoutée. La résistance de 25 Ω dans l'émetteur est à ajuster pour que l'ensemble R_e, Z_1, Z_2 en parallèle présente avec la résistance interne du transistor l'impédance caractéristique de la ligne.

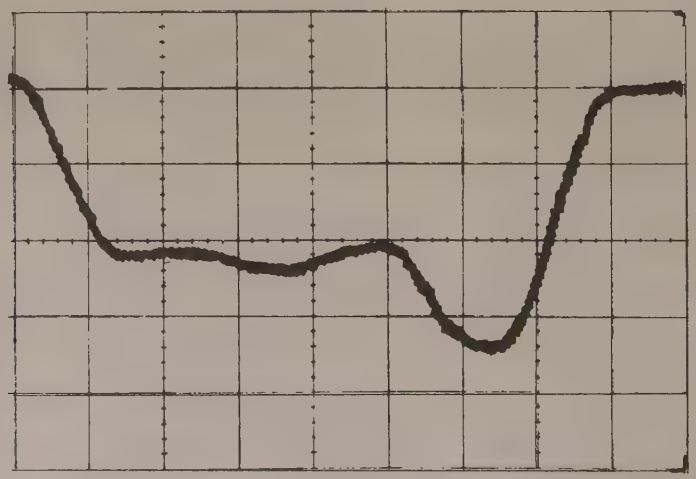


Ce générateur fournit une tension de sortie de 3 V (1,5 V si on charge les deux sorties) sous forme d'impulsions rectangulaires de durée 14 ns, de temps de montée inférieur à 3 ns et de récurrence 2,8 kHz.

L'avantage d'une récurrence élevée est la facilité d'observation du signal avec un oscilloscope à hautes performances sans avoir recours à un oscilloscope à échantillonnage.

Nous utiliserons ce générateur pour le tarage d'un circuit convertisseur temps amplitude.

Forme de l'impulsion donnée par le générateur :



II - CONVERTISSEUR TEMPS-AMPLITUDE

a) Principe

Considérons un appareil possédant deux bornes d'entrée et une borne de sortie.

Nous appliquons une impulsion sur chaque entrée et nous désirons observer à la sortie une tension proportionnelle à la différence de temps séparant les deux impulsions envoyées sur les deux entrées.

Cet appareil est appelé convertisseur temps-amplitude.

Derrière les bornes d'entrée, nous trouverons des formeurs d'impulsion.

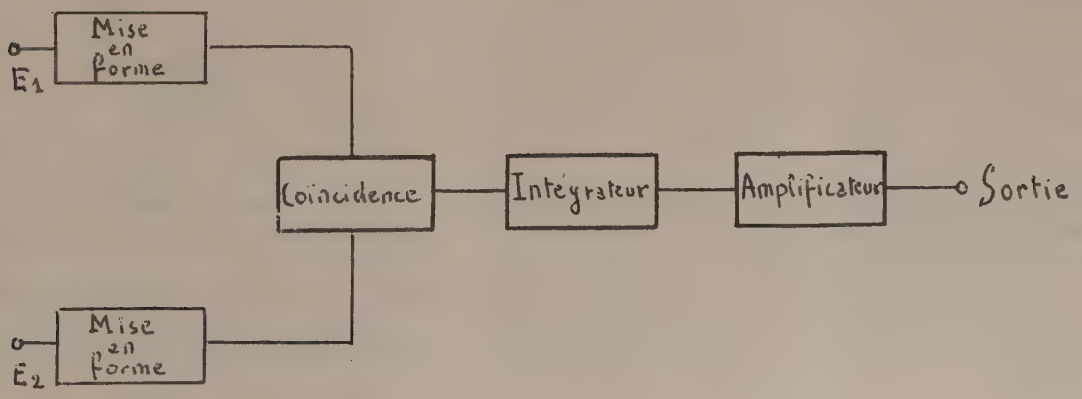
En effet, les impulsions envoyées, peuvent avoir un spectre d'amplitude et l'appareil ne doit pas donner une indication dépendant de la forme du signal ; par conséquent, à l'entrée, est placé un étage tel que, quelle que soit l'impulsion reçue, l'impulsion qu'il donne reste identique à elle-même.

L'étage de mise en forme de l'impulsion ne doit pas décaler l'impulsion dans le temps ou plus exactement, il peut décaler cette impulsion d'un temps d t constant, mais en aucun cas ce décalage ne doit varier.

Nous verrons que les semi-conducteurs se prêtent très mal à la fonction de formeurs.

Après les deux étages formeurs, nous trouvons un circuit de coïncidence dont l'impulsion de sortie est envoyée sur un intégrateur à seuil. Après l'intégrateur, un amplificateur donnera au signal, le niveau désiré.

Le convertisseur se présente donc comme suit :



Nous allons étudier séparément chaque partie du convertisseur.

b) Etage de mise en forme

Nous voulons mettre en forme des impulsions brèves dont le temps de montée est de l'ordre de la nanoseconde et dont la durée est de quelques dizaines de nanosecondes.

Ces impulsions peuvent provenir d'un photomultiplicateur et leur spectre d'amplitude peut varier de zéro à 10 V.

Etant donné le temps de montée des impulsions d'entrée et le mauvais fonctionnement des transistors en haute fréquence, le montage avalanche s'imposait.

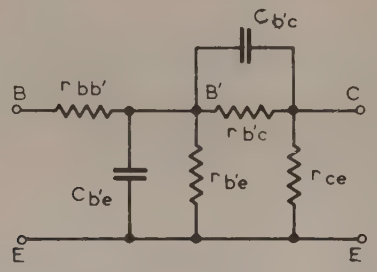
Nous avons essayé sans succès les transistors les plus rapides dont on peut disposer en France, à savoir :

le 2 N 1500 de Philco
ASZ 21
AF 115 ou OC 170
] La Radiotechnique

Les deux premiers ont une fréquence de coupure f (α) de l'ordre de 300 MHz, le second de 100 MHz.

Les montages du genre univibrateur ou du genre oscillateur bloqué n'avaient pas un temps de montée suffisamment court et leur résolution était faible.

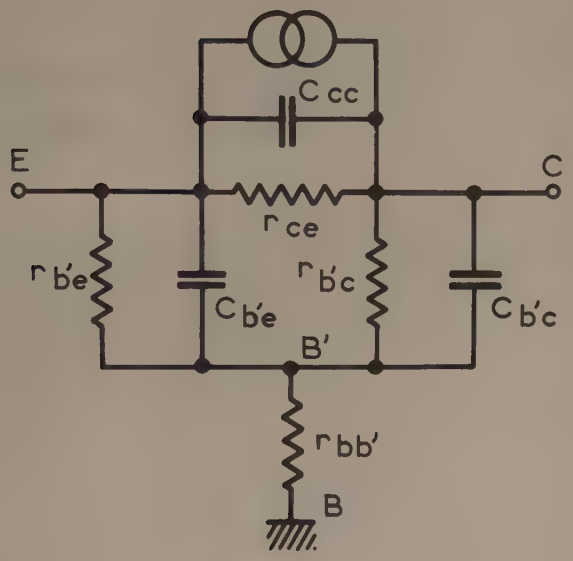
Le transistor avalanche présente le gros intérêt d'un temps de montée du même ordre que celui des impulsions à former ; cependant, comme tout transistor, son schéma équivalent nous permet d'apprécier le comportement en régime impulsionnel.



Le circuit rbb' Cb'e se comporte comme un circuit intégrateur par conséquent, le retard de l'impulsion sur la base interne b' sera fonction de l'amplitude de l'impulsion d'entrée.

D'autre part, la constante de temps du circuit formé par la capacité $C_{b'c}$ et la résistance du collecteur est supérieure à la durée de l'impulsion, celle-ci passe tout directement sur le collecteur.

Considérons son schéma équivalent en haute fréquence.



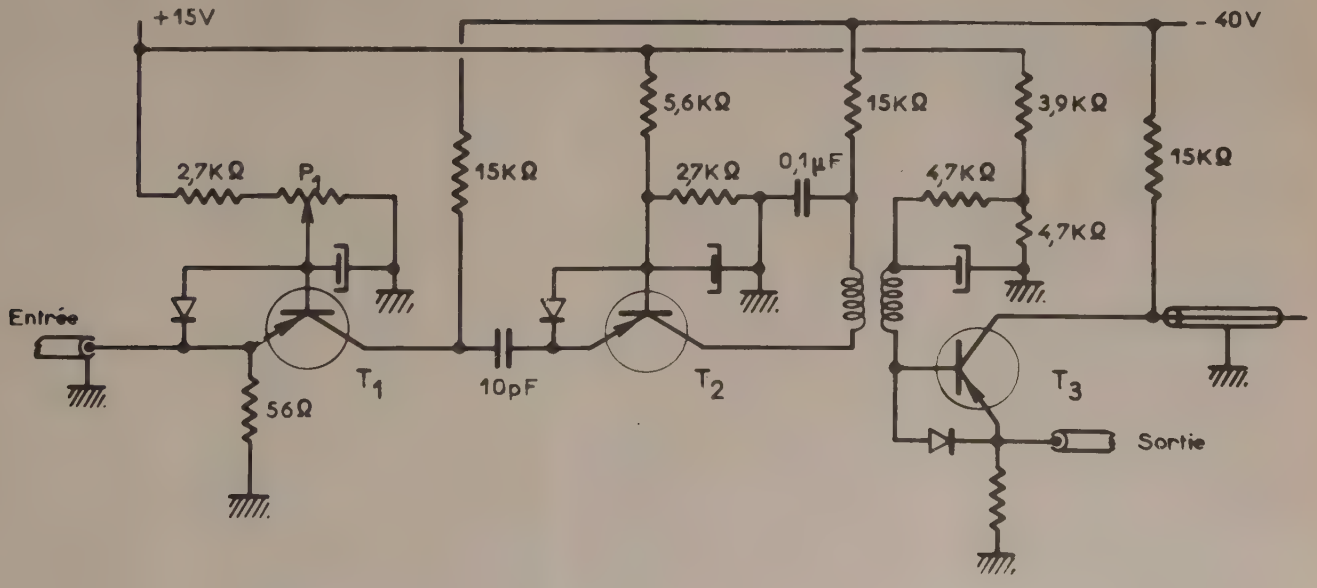
Le circuit Cb'e rbb' se comporte comme un circuit différentiateur ; par conséquent on n'a plus de décalage dans le temps proportionnel à l'amplitude de l'impulsion d'entrée.

La capacité Ccc est très faible et, d'autre part, le signal d'entrée est très inférieur au signal de sortie ; donc cette capacité interne est relativement peu gênante. Le signal d'entrée est de quelques volts, tandis que celui de sortie est de 20 V.

Nous avons vu dans l'étude pratique de l'avalanche que la tension de sortie varie en fonction de la tension d'entrée, ce qui explique que pour le formeur nous avons utilisé trois transistors avalanche.

Les deux premiers transistors sont montés base à la masse. Le dernier est monté en émetteur suiveur comme dans le générateur d'impulsion.

Schéma de l'étage formeur



Les transistors T_1 et T_2 sont montés identiquement dans un montage base à la masse. Le transistor T_1 a son seuil de basculement réglable par le potentiomètre P_1. On peut grâce à ce montage, se définir un seuil pour les impulsions d'attaque.

Le seuil est réglable de 500 mV à 2 V.

A la sortie de T_2 on obtient une impulsion positive, or le transistor T_3 nécessite une impulsion négative puisqu'il est attaqué par sa base. La liaison T_2 T_3 est donc constituée par un transformateur de rapport - 1.

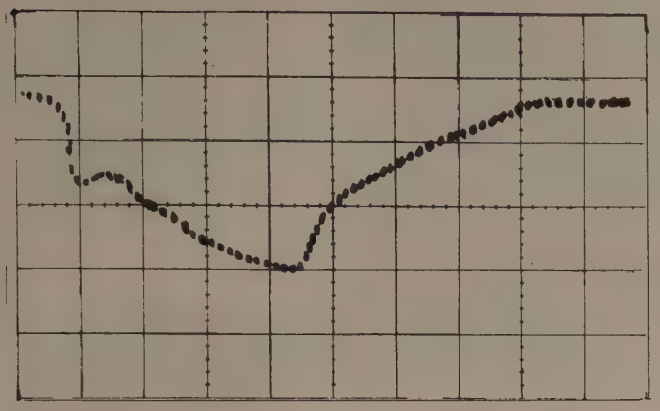
Pour faire ce transformateur, après avoir utilisé des tores de ferrite HF l'expérience montre que le self induction n'est pas suffisante, la perméabilité est insuffisante et l'impulsion passe par capacité. Nous avons donc réalisé un transformateur constitué de quelques tours de fils, le primaire et le secondaire enroulés ensemble, par un tore BF de bien plus grande perméabilité. Etant donné que l'on a un tore BF, l'induction est plus élevée, quand la fréquence augmente, le ferrite voit sa perméabilité diminuer (sensiblement en $\frac{1}{F}$), mais $\mu\omega$ restant constant, l'impédance primaire reste élevée et le transformateur conserve ses propriétés théoniques. D'autre part, la capacité entre primaire et secondaire est faible étant donné le nombre réduit de tours de fil.

Résultats des mesures.

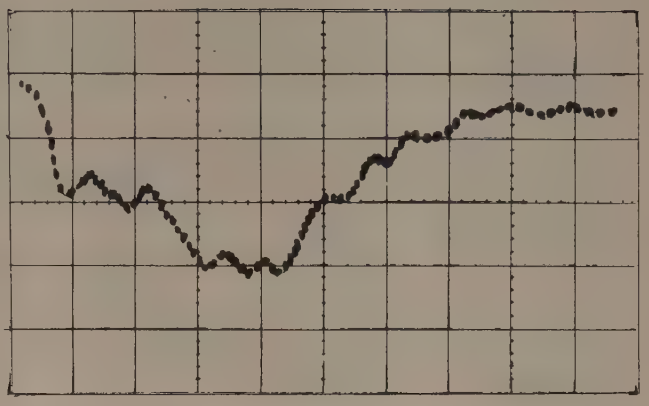
Retard entre les deux impulsions formées en fonction de l'amplitude des impulsions à l'entrée.

Amplitude Volt.	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8
Retard ns	7	6	6	6	6	6	6	6	6

Forme de l'impulsion donnée par le formeur :



tension d'entrée 1 volt



tension d'entrée 10 volts

c) Circuit de coïncidence. (7)

On dispose à la sortie des formeurs de deux impulsions de forme bien définie qui vont s'additionner sur un circuit à diodes rapides suivies d'un câble coaxial court-circuité permettant d'avoir une impulsion brève.

Les circuits de mise en forme sont séparés du circuit à coïncidence proprement dit par des transistors avalanche.

Ces transistors, en plus de leur fonction séparatrice, permettent d'envoyer en coïncidence des impulsions très brèves.

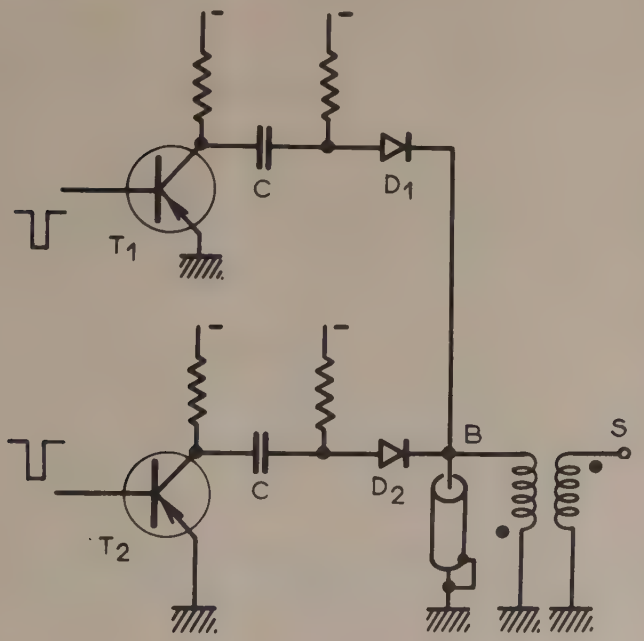


Schéma de principe.

fig. (IV, 2, 1)

Dans ce schéma de principe on a omis le système de polarisation de T_1 et T_2.

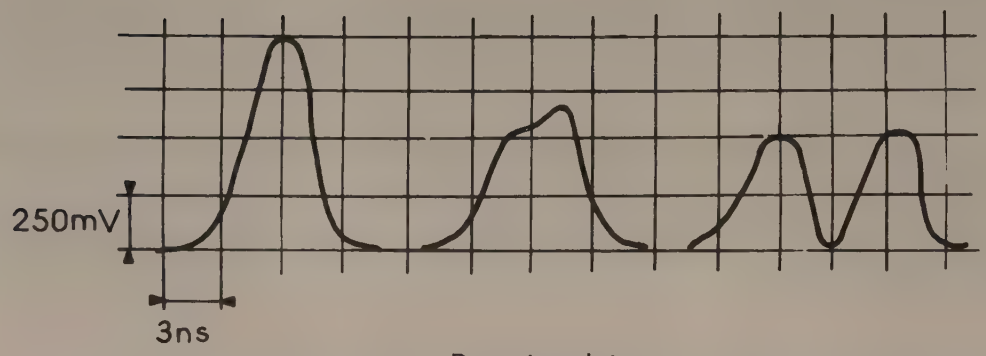
Sur les bases de T_1 et T_2 sont appliquées les impulsions venant des formeurs. On peut supposer par exemple qu'elles sont simultanées.

Les diodes D_1 et D_2 sont légèrement bloquées au repos mais laissent passer les impulsions venant de T_1 et T_2. Par contre, aucune impulsion positive en B ne pourra perturber le fonctionnement de T_1 ou T_2.

Le câble coaxial court-circuité placé en B n'a qu'un seul but, celui de rendre très brève l'impulsion de coïncidence obtenue. En effet, en B arrivent les deux impulsions positives simultanées qui s'additionnent.

Forme de la tension en B :

fig (IV, 2,2)



Au point B, on trouve une impulsion de coïncidence positive, or, les transistors suivants étant P.N.P., il nous faut inverser l'impulsion ; d'où la présence du transformateur T_s de rapport - 1.

Schéma général :

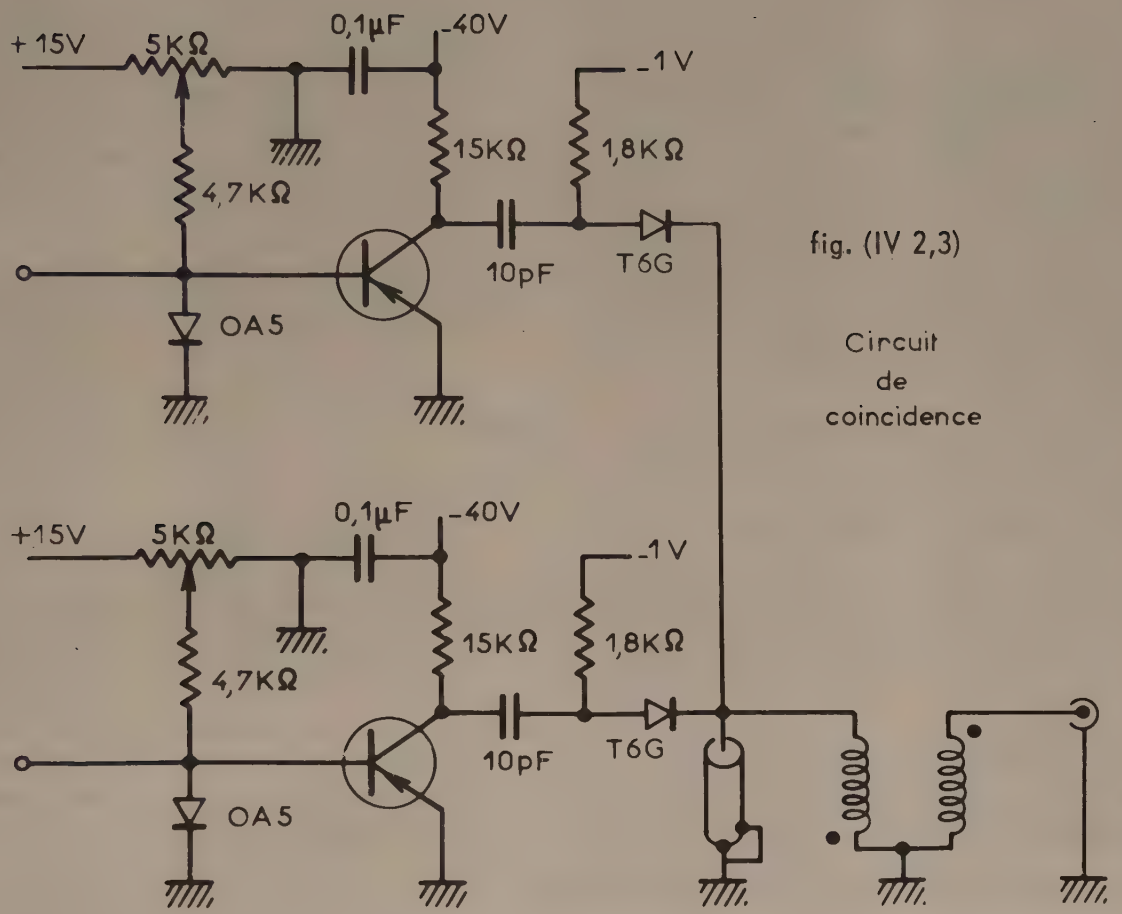


fig. (IV 2,3)

Circuit de coincidence

L'impulsion obtenue après le circuit de coïncidence est très brève et son amplitude varie avec le décalage dans le temps entre les deux impulsions d'entrée. Cet intervalle de temps va de 0 à 3 ns puisque les impulsions sont calibrées en temps par le coaxial court-circuité. En effet, après un écart de 3 ns le circuit les sépare (voir fig. IV 2,2).

Nous obtenons après la coïncidence, une impulsions dont la tension est fonction d'un écart de temps entre les impulsions d'entrée ce qui est une conversion temps-amplitude.

Cependant, l'amplitude de la tension délivrée par ce convertisseur possède un piédestal de 500 mV (voir fig. IV 2,2) avec une impulsion de 4 ns de large, ce qui est inutilisable pratiquement.

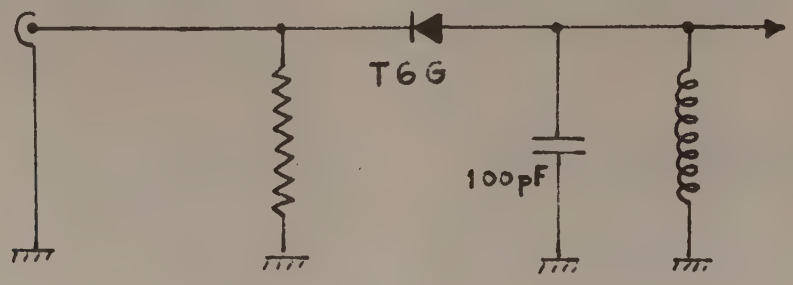
C'est pourquoi, le circuit de coïncidence est suivi d'un système à seuil qui éliminera les 500 mV résiduel, d'un intégrateur qui élargira suffisamment l'impulsion, d'un amplificateur qui

donnera la tension de niveau désiré.

d) Seuil - Intégrateur - Amplificateur.

Etant donnée la rapidité des impulsions après coïncidence, il n'était pas question de réaliser un montage dont le seuil aurait été 500 mV et dont l'amplitude résultante serait seulement 500 mV. Nous avons d'abord essayé des montages avec les diodes T 6 G et S 570 G, ces dernières ayant un temps de recouvrement de 3 ns, les capacités parasites des diodes laissaient passer les 3/4 de l'impulsion et d'autre part, l'amplitude de l'impulsion n'était pas suffisante pour une utilisation.

Nous n'avons pas dissocié les trois fonctions seuil, intégration et amplification. Nous avons réalisé un amplificateur dont les points de polarisation sont tels que le gain est peu élevé pour les faibles niveaux d'entrée.



A l'entrée, se trouve une résistance d'adaptation au câble coaxial et une liaison au transistor suivant par l'intermédiaire d'une diode T 6 G ; son seul but est de ne pas laisser passer les impulsions inférieures à 100 mV comme on le verra sur la caractéristique de la diode.

Le condensateur de 100 pF sert d'intégrateur.

Après cet ensemble, on dispose d'une impulsion qu'on peut amplifier avec des transistors OC 170 qui étaient les plus rapides dont nous disposions.

Nous allons étudier maintenant l'amplificateur proprement dit, et nous verrons alors comment nous avons réalisé un amplificateur à seuil à 2 étages.

L'amplificateur doit avoir un gain constant quelle que soit la température ambiante ou plus exactement dans une plage de température allant de - 10° à + 50°.

L'appareil étant transistorisé au maximum, cet amplificateur l'est aussi.

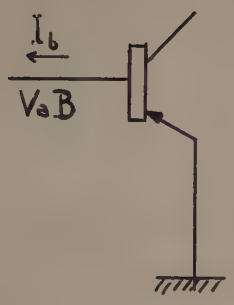
Etant donné la dispersion des caractéristiques des transistors avec la température, nous avons employé un schéma d'amplification assez spécial dont nous allons faire la théorie. (6)

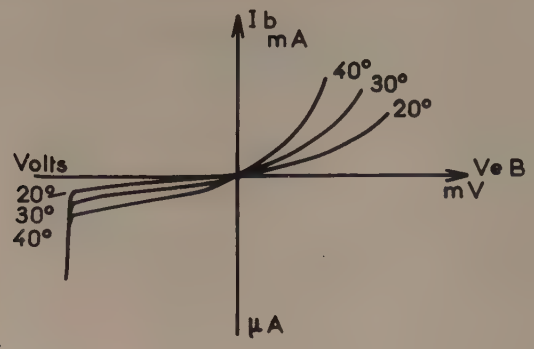
Principe.

Considérons la caractéristique courant-tension de la diode émetteur base d'un transistor chargée par la diode Base-Collecteur. La diode Base-Collecteur étant bloquée se comporte com-

me une résistance relativement grande.

La tension VeB varie en fonction de la température pour une même tension d'alimentation V_{cc}.

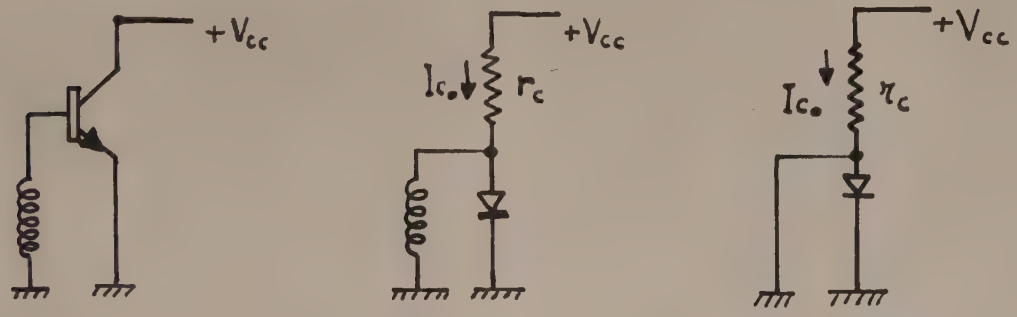




Nous voyons apparaître une tension parasite (Fig. 1) qui a le double inconvénient de faire varier la tension et le courant-base.

Pour se débarrasser de la diode base-collecteur, on la shunte par une inductance de résistance ohmique négligeable, et de self induction suffisamment élevée pour ne pas perturber les impulsions à transmettre.

Dans ces conditions, le transistor se présente ainsi .



L'effet de la tension de la diode base V_{eB} est alors annulé.

Nous avons vu comment s'affranchir de la température pour le point de repos, nous allons étudier la stabilisation en fonctionnement.

Pour stabiliser le gain, il faut bien connaître les variables qui influent sur lui.

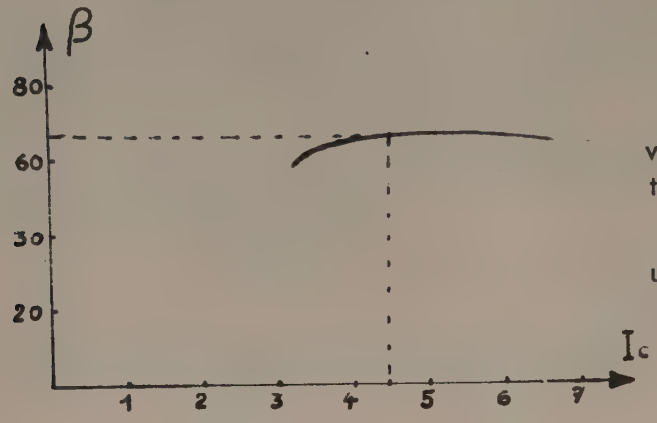
Le courant collecteur I_c dépend de la température et agit sur le gain en courant du transistor.

L'impédance de sortie varie avec la température.

En utilisant un montage à contre-réaction totale, les fluctuations d'impédance n'interviendrons plus.

Le montage qui correspond à ce type est le montage Collecteur-Commun.

Nous devons aussi stabiliser le gain β. Pour cela on se place en un point de fonctionnement où les variations de β en fonction de I_c sont minimales.

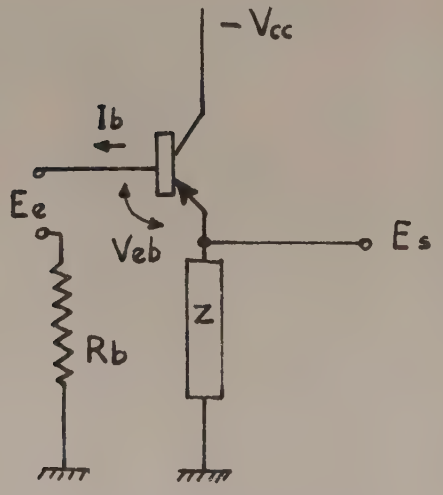


variation de $\beta = f(I_c)$ pour un transistor OC 170

Pour le transistor OC 170 que nous avons utilisé, le point de fonctionnement sera a :

$$I_c = 4{,}5 \text{ mA}$$

Schéma de principe du montage collecteur-commun.



$$E_e = R_b I_b + E_s + V_{eB} \quad (1)$$

$$E_s = Z I_c$$

$$I_c = (1 + \beta) I_b$$

$$V_{eB} = r_B I_b + \alpha r_e I_c$$

r_B et r_e sont les résistances internes du transistor.

En exprimant tout en fonction de I_c dans (I) et en tirant I_c, on obtient :

$$I_c = \frac{E_c}{\frac{R_b}{(1+\beta)} + \frac{r_b}{(1+\beta)} + Z + r_c}$$

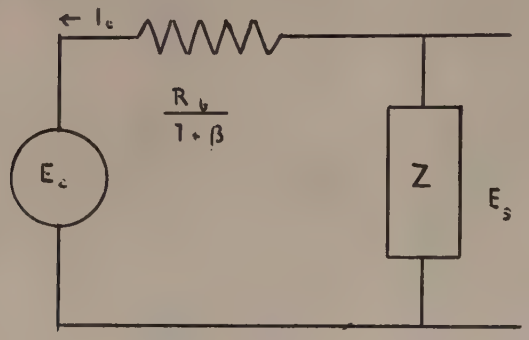
r_c et r_b étant faibles, on peut négliger : $r_c + \frac{r_b}{1+\beta}$

On a :

$$I_c \simeq \frac{E_c}{Z + \frac{R_b}{1+\beta}}$$

I_c n'est plus fonction des résistances du transistor il est donc théoriquement indépendant de la température.

Le schéma de la sortie est :



L'impédance de sortie est :

$$\frac{\frac{R\,b}{1+\beta} \times Z}{\frac{R\,b}{1+\beta} + Z} \simeq \frac{R\,b}{1+\beta}$$

En prenant $Z > \frac{Rb}{1+\beta}$

L'impédance de sortie est alors indépendante de la température.

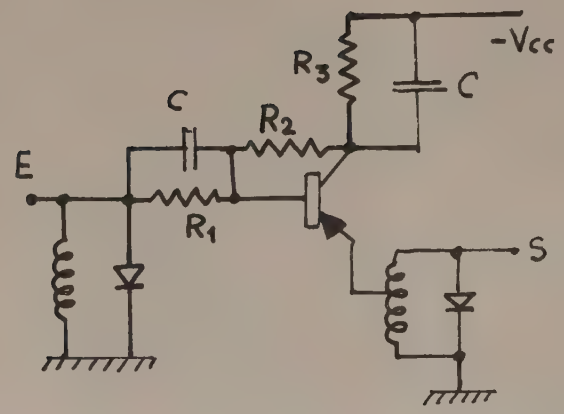
A partir de l'équation (I) on peut calculer l'impédance d'entrée. On exprime tout en fonction de I_b et on tire I_b.

$$I_b = \frac{E_c}{Z\,(1+\beta) + R_b + r_b + \beta r_c}$$

Comme :

$$(\beta r_c + r_b) << R_b < (1+\beta)\ Z$$

$$I_b \simeq \frac{E_c}{Z\,(1+\beta) + R_b}$$



$I_c = 4{,}5$ mA

$I_b = 75\ \mu A$

$V_{CB} = 320$ mV

$V_{CE} = 3$ V

$R_1 = 220\ \Omega$

$R_2 = 1800\ \Omega$

$R_3 = 1\ K\Omega$

Les résistances R_1, R_2, sont les résistances de polarisation. R_3 diminue V_C quand I_b croit.

Les condensateurs C shuntent les résistances en alternatif.

Les diodes courcicuitent les suroscillations des selfs.

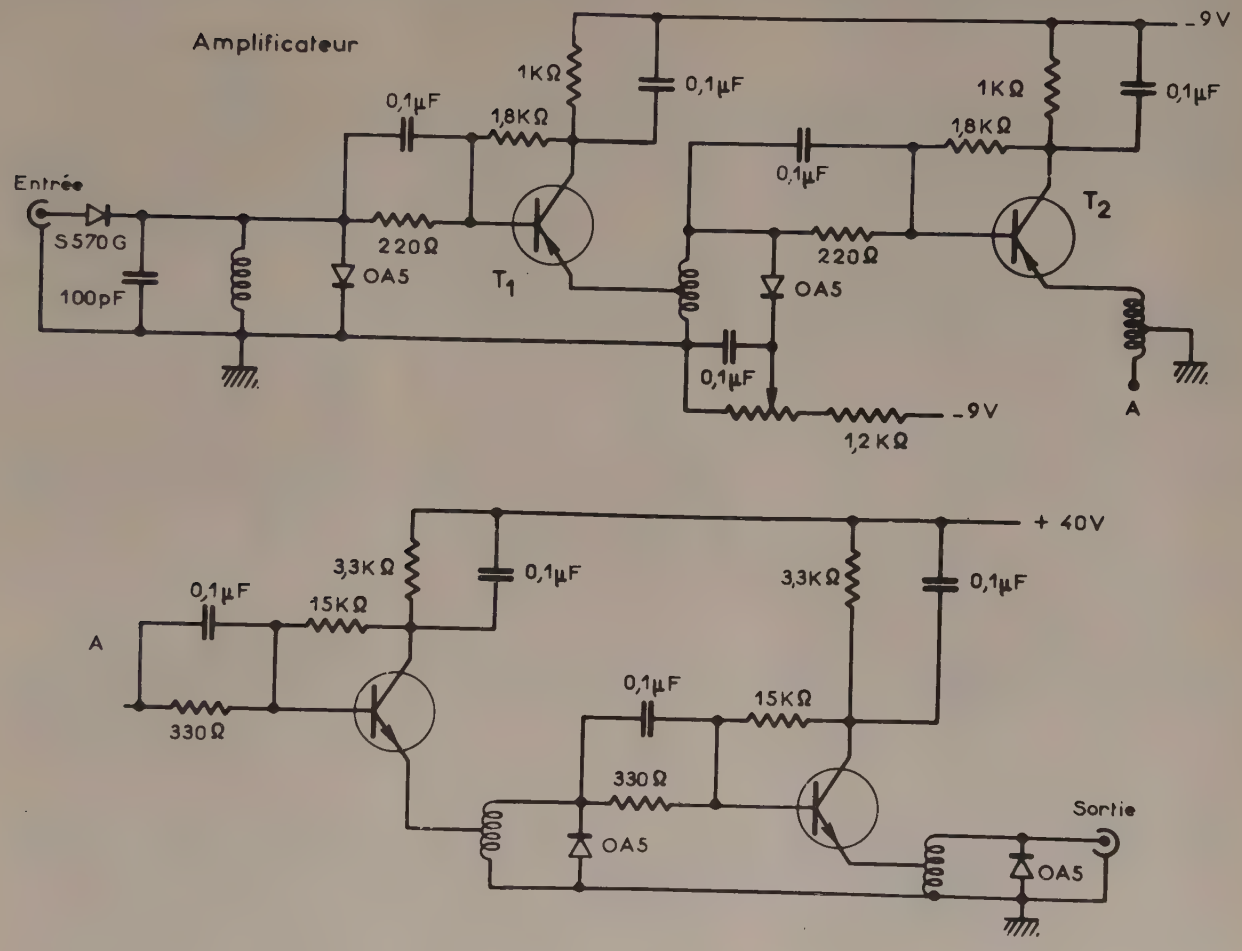
L'autotransformateur en sortie adapte les impédances.

Si l'étage suivant est un étage identique, on connaît Z.

L'impédance Z est contrôlée par la capacité d'entrée C_e du transistor.

En effet, la constante de temps formée par l'entrée du transistor doit être suffisamment élevée par conséquent, la capacité doit être faible.

Schéma général de l'amplificateur :

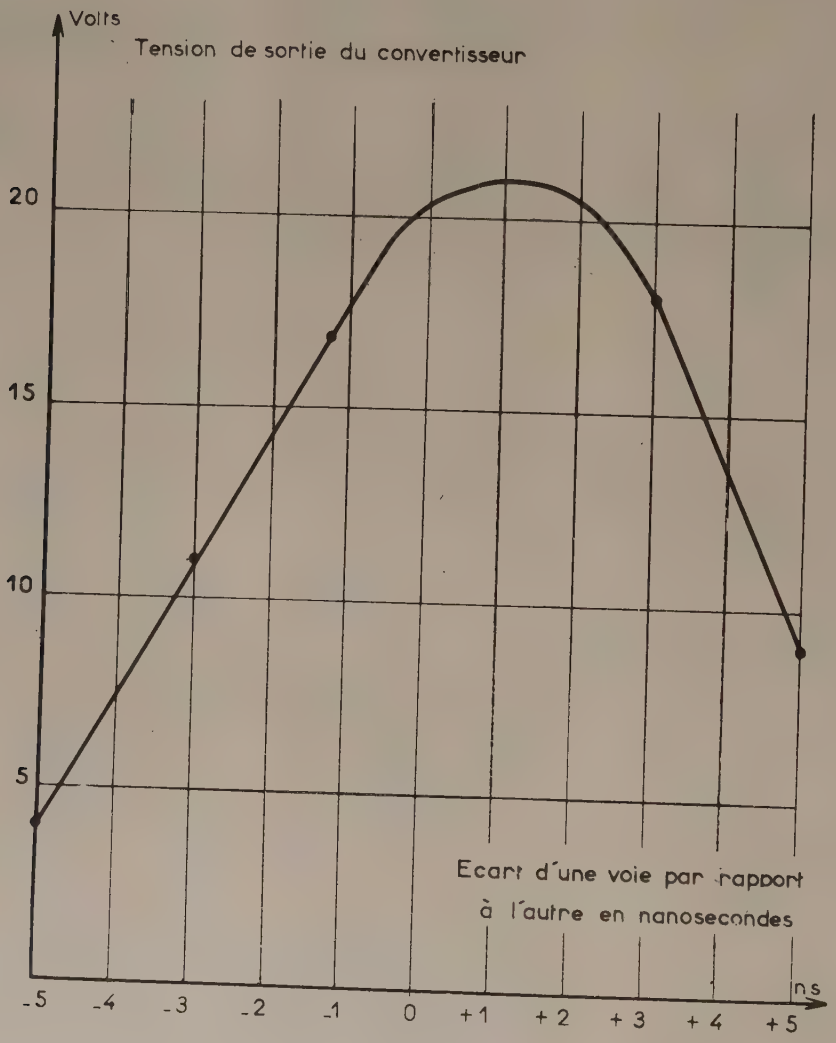


III - POSSIBILITES DE L'APPAREIL

4,3,1 - Résultats obtenus

- Diagramme de conversion temps-amplitude.

On remarque sur la figure que la variation d'amplitude est de 15 V pour 4 ns donc la pente de conversion est de 3,5 V par ns.



Le courbe de conversion est symétrique, par conséquent un seul flan suffit pour les mesures de temps.

Le courbe de conversion est symétrique, par conséquent un seul plan suffit pour les mesures de temps.

Pour être dans la région la plus favorable pour la mesure, il suffit avec le générateur d'impulsions incorporé, de régler la tension de sortie entre 12 et 13 Volts, en retardant plus ou moins une des deux voies. Une fois ce réglage fait, on a la possibilité de mesurer un décalage de temps compris entre 0 et $\pm$ 2 ns entre les 2 voies.

- Bruit de fond.

Sous ce vocable, nous avons deux phénomènes distincts. Tout d'abord, une fluctuation incohérente sur l'amplitude des impulsions de sortie. Cette fluctuation qui se présente superposée au signal utile a toutes les apparences du bruit de fond tel qu'on le remarque dans les amplificateurs, c'est vraiment du bruit de fond.

Son amplitude est de l'ordre de 0,1 V ce qui correspond à 30 pico secondes d'erreur.

En deuxième lieu, on remarque une fluctuation dans l'amplitude du signal donné par le convertisseur, fluctuation qui est due à une variation de l'amplitude des impulsions se présentant à l'entrée des étages formeurs.

Il est probable que cette variation d'amplitude est due à un décalage dans le temps qui apparaît dans un des étages formeurs. Si les impulsions d'entrée passent de 500 mV à 5 V , la tension de sortie varie de 1 V, soit un peu moins de 0,3 ns.

Ce phénomène est un très grave défaut et fait perdre à l'appareil tous ses avantages en particulier, son bruit de fond réduit.

Pour éviter cet inconvénient, la seule façon est de réaliser deux étages formeurs aussi identiques que possible, c'est-à-dire dont les transistors, les condensateurs et les transformateurs ont été triés. Nous n'avons pas pu trier les transistors avalanche, car leur nombre était insuffisant.

Les transformateurs ont été réalisés aussi identiques que possible, mais étant donné la sensibilité du montage les capacités parasites ont un rôle non négligeable et il est probable que les capacités réparties ne sont pas les mêmes dans les deux transformateurs.

Ce défaut n'est dû qu'à une dissymétrie du montage, il peut être combattu et alors l'appareil permet des mesures de temps à 0,03 ns près.

4 - 3 - 2 - Essais de température.

Le montage est entièrement transistoré, aussi il s'imposait de vérifier que lorsque la température ambiante varie, les caractéristiques de l'appareil n'en souffrent pas trop.

Essais de l'amplificateur.

Par sa conception même, et par sa réalisation juxtaposant transistors au Germanium et transistors au Silicium, l'amplificateur doit être très stable ; l'expérience l'a prouvé.

Le tableau ci-dessous résume les mesures effectuées et montre que pour une température ambiante de 50° la tension de sortie augmente de 1 dB par rapport à 20°.

Tension Sortie Volt	19	21	21	21	21
Température	20°	38°	40°	45°	50°

Essais de l'appareillage complet.

On a porté tout le montage à une température ambiante de 45°, la tension de sortie est montée à 21,5 Volts

En résumé, pour une température de fonctionnement variable, l'appareil se comporte comme prévu et n'introduit pas plus d'erreur qu'un montage classique à tubes. On peut remarquer que les transistors ne sont pas les seuls à voir leurs caractéristiques varier avec la température et qu'en particulier, les condensateurs et transformateurs sur ferrite évoluent.

4 - Réalisation.

Les éléments constitutifs de l'appareil sont peu nombreux et peu encombrants, d'autre part la rapidité des phénomènes observés imposait un câblage court, aussi nous avons réalisé un montage par éléments câblés sur un circuits imprimés.

Tous les éléments sont d'un volume identique et sont connectés au chassis par une prise cinq broches, leurs positions sont permutables.

Chaque élément est réalisé sur une plaquette de dimension 90 × 5 mm.

Il y a quatre éléments différents :

- Elément formeur
- Elément coïncidence
- Elément amplificateur
- Elément générateur.

CONCLUSION

La réalisation d'un convertisseur temps-amplitude transistoré nous a amené à une étude du phénomène d'avalanche.

Après avoir rappelé la théorie classique de l'avalanche, et une méthode permettant de prévoir la tension d'avalanche d'un transistor donné, connaissant sa constitution, nous avons du étudier expérimentalement le montage pour pouvoir l'utiliser de la façon la plus avantageuse.

Au cours de ce travail, nous avons remarqué certains phénomènes dont l'étude complète conduira à une connaissance exacte du phénomène d'avalanche.

L'étude expérimentale nous a fait découvrir un circuit extrêmement simple, permettant d'obtenir des impulsions calibrées.

Notre appareil a été construit grâce aux premiers transistors avalanche disponibles sur le marché français, la dispersion de leurs caractéristiques a rendu la mise au point délicate. L'utilisation des nouveaux transistors récemment apparus donnerait à notre appareil une fiabilité comparable à celle des montages à tubes.

Le convertisseur temps-amplitude réalisé présente des caractéristiques satisfaisantes,et l'incontestable avantage d'un prix de revient très bas et d'un encombrement réduit.

REFERENCES

1 - Journal of applied Physics

2 - Journal of the Bristish Institution of radio engineers Juin 1960
Juin 1960

3 - Juillet 1957

4 - Electronic technologie Février 1960

5 - Electronic Engineering Mai 1959

6 - Nuclear Electronics
Tome II p. 349

7 - Journal de Physique et le Radium
Physique appliquée Février 1961

8 - Millimicrosecond pulse technique
p. 14 & 116

9 - Semiconducteurs électronique E. Spenke

10 - Selected Semiconductor Circuits Handbook

11 - L'onde Electrique Septembre 1961